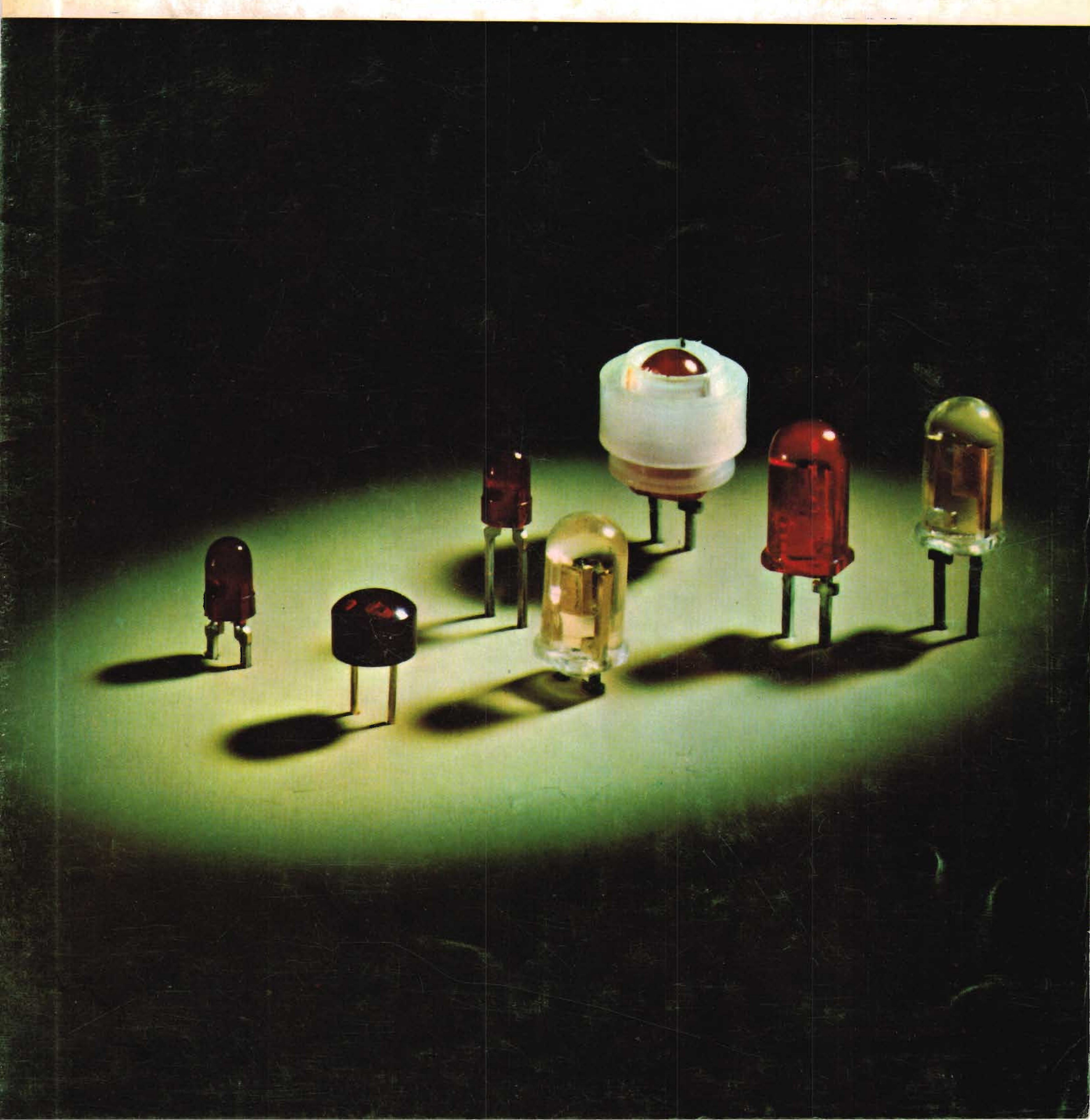
# REVISTA "Miniwatt"

Vol. 14-Núm. 1 ENERO 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

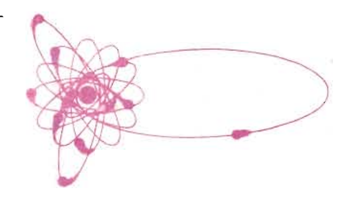
Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

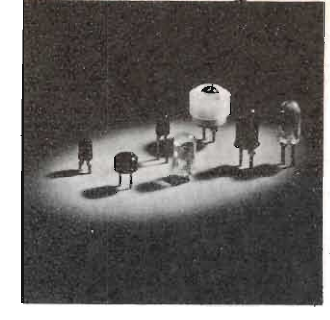
Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

# REVISTA Miniwatt

**Publicación de aplicaciones electrónicas**

Ro



Diodos semiconductores luminiscentes


Director:
LUIS ROIZ NORIEGA
Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL
Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA
Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES
Publicada por:
**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7







Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

**VOLUMEN 14 - Número 1** **ENERO 1975**

## SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

| MAGNITUDES | UNIDADES | SIMBOLOS | |
|---|---|---|---|
| **UNIDADES FUNDAMENTALES** | | | |
| Longitud | metro | m | |
| Masa | kilogramo | kg | |
| Tiempo | segundo | s | |
| Temperatura termodinámica | kelvin | K | |
| Intensidad de corriente eléctrica | amperio | A | |
| Intensidad luminosa | candela | cd | |
| Cantidad de materia | mol | mol | |
| **UNIDADES SUPLEMENTARIAS** | | | |
| Angulo plano | radián | rad | |
| Angulo sólido | estereorradián | sr | |
| **UNIDADES DERIVADAS** | | | |
| Superficie | metro cuadrado | | $m^2$ |
| Volumen | metro cúbico | | $m^3$ |
| Frecuencia | hertzio (hertz) | Hz | 1/s |
| Densidad | kilogramo por metro cúbico | | $kg/m^3$ |
| Velocidad | metro por segundo | | m/s |
| Velocidad angular | radián por segundo | | rad/s |
| Aceleración | metro por segundo cuadrado | | $m/s^2$ |
| Aceleración angular | radián por segundo cuadrado | | $rad/s^2$ |
| Fuerza | newton | N | $kg{\cdot}m/s^2$ |
| Presión (tensión mecánica) | pascal | Pa | $N/m^2$ |
| Viscosidad cinemática | metro cuadrado por segundo | | $m^2/s$ |
| Viscosidad dinámica | pascal por segundo | Pa.s | $N{\cdot}s/m^2$ |
| Trabajo, energía, cantidad de calor | julio | J | N•m |
| Potencia | vatio | W | J/s |
| Cantidad de electricidad | culombio | C | A•s |
| Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz | voltio | V | W/A |
| Intensidad de campo eléctrico | voltio por metro | | V/m |
| Resistencia eléctrica | ohmio | Ω | V/A |
| Conductancia eléctrica | siemens | S | A/V |
| Capacidad eléctrica | faradio | F | C/V |
| Flujo de inducción magnética | weber | Wb | V•s |
| Inductancia | henrio | H | Wb/A |
| Inducción magnética | tesla | T | $Wb/m^2$ |
| Intensidad de campo magnético | amperio por metro | | A/m |
| Fuerza magnetomotriz | amperio | A | |
| Flujo luminoso | lumen | lm | cd•sr |
| Luminancia | candela por metro cuadrado | | $cd/m^2$ |
| Iluminancia | lux | lx | $lm/m^2$ |
| Número de ondas | una onda por metro | | 1/m |
| Entropía | julio por kelvin | | J/K |
| Calor másico | julio por kilogramo kelvin | | J/(kg•K) |
| Conductividad térmica | vatio por metro kelvin | | W(m•K) |
| Intensidad energética | vatio por estereorradián | | W/sr |
| Actividad (de una fuente radiactiva) | una desintegración por segundo | | 1/s |

**MULTIPLOS**

| PREFIJO | SIMBOLO | FACTOR |
|---|---|---|
| tera | T | $10^{12}$ |
| giga | G | $10^9$ |
| mega | M | $10^6$ |
| kilo | k | $10^3$ |
| hecto | h | $10^2$ |
| deca | da | 10 |

**SUBMULTIPLOS**

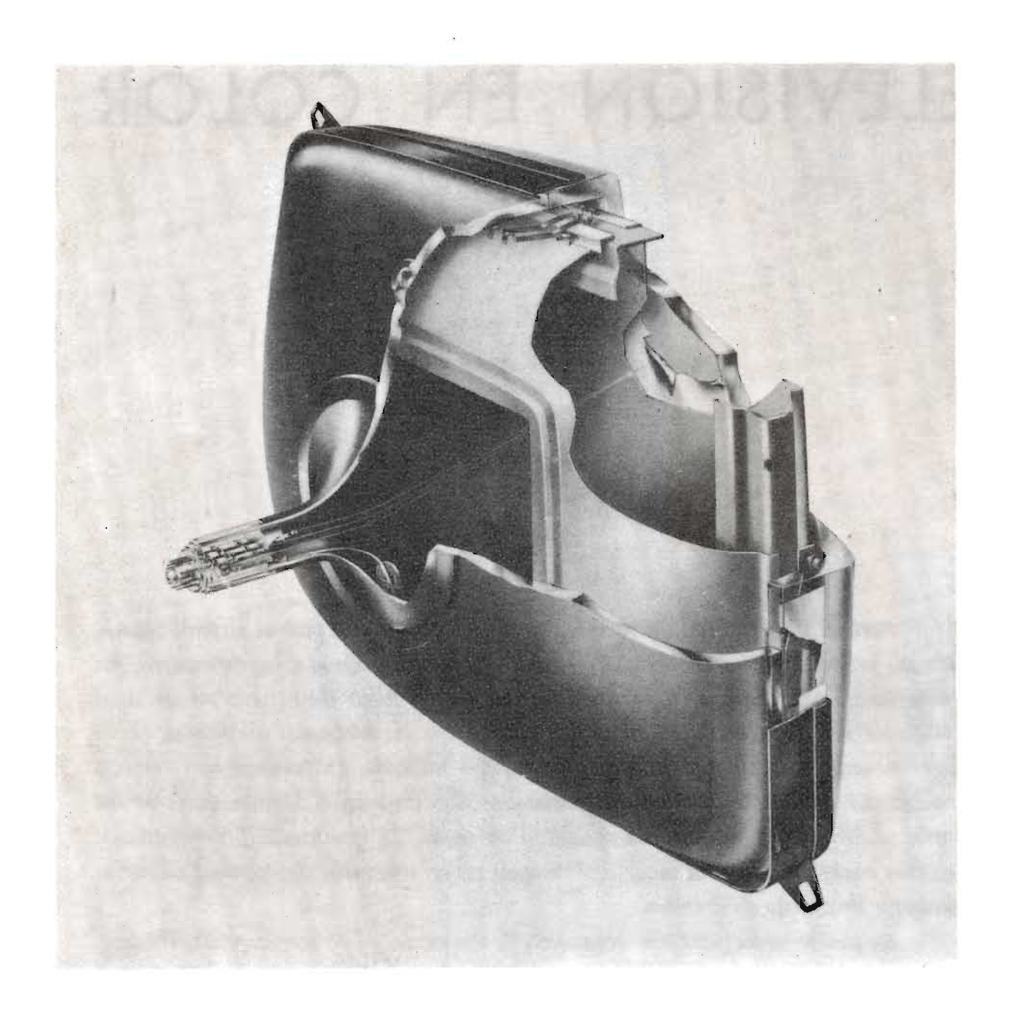
| PREFIJO | SIMBOLO | FACTOR |
|---|---|---|
| deci | d | $10^{-1}$ |
| centi | c | $10^{-2}$ |
| mili | m | $10^{-3}$ |
| micro | μ | $10^{-6}$ |
| nano | n | $10^{-9}$ |
| pico | p | $10^{-12}$ |
| femto | f | $10^{-15}$ |
| atto | a | $10^{-18}$ |

# SISTEMA 20AX
# PARA TELEVISION EN COLOR

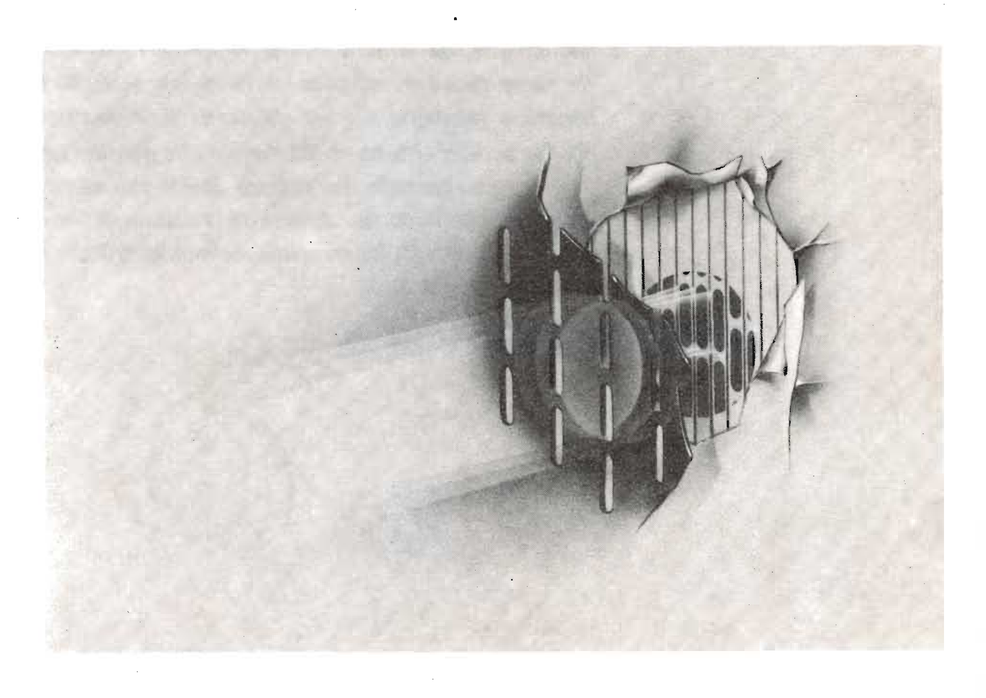
*Para el constructor de receptores de televisión en color el sistema 20AX ofrece un avance significativo en simplicidad y economía. En el tubo de imagen, los cañones están dispuestos en una línea horizontal en lugar de estarlo en delta, y los fósforos están depositados en la pantalla en franjas verticales continuas; la selección de color se efectúa por medio de una máscara de sombra con ranuras verticales. El diámetro de cuello estándar de 36,6 mm hace posible espaciar los cañones electrónicos para óptima selección de color. La incorporación de cátodos de caldeo rápido permite obtener una imagen cinco segundos después de pulsar el interruptor de puesta en marcha.*

*Se puede prescindir por completo de los circuitos de convergencia dinámica, pues la desviación parastigmática, lograda por medio de bobinas en silla de montar con bobinas de alta precisión, asegura automáticamente la convergencia en toda la superficie de la pantalla. En lugar de los quince ajustes de convergencia dinámica que típicamente se requiere en los sistemas anteriores, solamente es necesario hacer siete correcciones relativamente sencillas para compensar tolerancias. Con beneficio incidental, al ser eliminada la unidad de convergencia dinámica, ha sido posible acortar el tubo en 20 mm, lo que permite reducir la profundidad del mueble.*

*Las ventajas del sistema 20AX son realizadas sin ninguna novedad en la tecnología de circuitos. Aparte de la sustancial simplificación tanto en diseño como en puesta a punto, los circuitos recomendados son esencialmente similares a los que son ya de uso general.*



Sección del tubo de imagen.



Detalle de la máscara perforada y pantalla del tubo de imagen.

## 1. INTRODUCCION

Desde la introducción de la televisión en color, todos los desarrollos han girado alrededor del tubo de imagen con cañones en delta. Sin embargo, ya en 1954, los trabajos de J. Haantjes y G. Lubben del Laboratorio de Investigación Philips, habían establecido las bases para otra solución muy interesante. Proponían utilizar el astigmatismo de los campos magnéticos de desviación para obtener la convergencia automática de tres haces coplanarios producidos por medio de cañones electrónicos dispuestos en línea. Aunque esta propuesta no escapó a la atención de los especialistas, representaba una innovación demasiado importante con relación a las prácticas establecidas para recibir un gran interés. La industria estaba acumulando experiencia en la tecnología de los cañones en delta y se consideraba que todo perfeccionamiento de esta tecnología ofrecía un resultado más inmediato.

En esta época, nuestros laboratorios dedicaron un notable esfuerzo al estudio de la nueva solución. Como resultado de estos trabajos, habría podido introducirse el sistema en línea autoconvergente hace ya algunos años, pero no para todas las dimensiones de pantalla, ni en la tecnología de 110º que se convirtió rápidamente en norma del mercado europeo. Para satisfacer estos últimos requisitos ha sido preciso aprovechar toda la experiencia acumulada desde 1963 en el diseño y la fabricación de los sistemas de desviación y tubos de imagen convencionales.

La realización de una desviación autoconvergente a lo largo de los ejes horizontal y vertical de la pantalla no presenta grandes dificultades, pero la obtención de resultados satisfactorios en las esquinas es completamente distinto. En principio, la configuración requerida para el campo podría ser obtenida con bobinas toroidales o en forma de silla de montar. Sin embargo, una evaluación comparativa de las dos tecnologías ha mostrado claramente que una bobina en forma de silla no sólo impone menos limitaciones en el diseño, sino que conduce más fácilmente a una fabricación exacta y reproducible. La separación física de las bobinas de desviación de línea y de cuadro en una unidad de desviación en silla hace innecesario todo compromiso por causa de interferencias mecánicas o eléctricas entre los devanados. Otra ventaja consiste en que una unidad de desviación en silla produce el mínimo de perturbaciones en los componentes de los circuitos situados a su alrededor. Dado que está efectivamente blindada por su propio núcleo de ferrita, tiene su campo de fugas mucho más débil que una unidad de desviación toroidal.

A pesar de la superioridad práctica de la unidad de desviación en silla, debe superarse una gran dificultad. Fabricar esta unidad de desviación con la precisión requerida, sin sacrificar ni el aspecto económico ni la intercambiabilidad, requería un importante avance en la tecnología disponible. Este progreso se realizó recientemente gracias a la técnica de bobinado con secciones múltiples, aplicado desde 1971 en las bobinas de desviación para tubos de 110º en delta. Una vez adquirida suficiente experiencia en esta técnica, se ha abierto el camino para la realización práctica de un sistema de desviación totalmente autoconvergente.

Paralelamente, se ha perfeccionado la tecnología de fabricación de los tubos de imagen. Se han introducido mejoras en la fabricación de las máscaras perforadas y de los cañones electrónicos. Gracias a la reducción progresiva de tolerancias en todas las piezas y al aumento de la precisión en montajes y alineaciones, ha sido posible el desarrollo, medida y comprobación de un sistema de cañones en línea.

Se han obtenido así los principales elementos de un sistema autoconvergente:

- un nuevo tubo de imagen más corto, provisto de cañones en línea, de una máscara con ranuras y de fósforos en bandas, y
- una unidad de desviación en silla de montar, autoconvergente, con secciones múltiples.

Estos elementos han sido asociados para realizar el sistema de televisión en color 20AX.

## 2. PRINCIPIOS DE LA CONVERGENCIA

El principio fundamental del sistema 20AX es la *desviación parastigmática.* Consiste en la adaptación del astigmatismo de los campos magnéticos de desviación horizontal y vertical a fin de obtener la convergencia automática de los tres haces coplanarios en toda la superficie de la pantalla. Aunque la teoría de la desviación parastigmática ha sido estudiada con detalle en otras publicaciones, su aplicación a un sistema práctico constituye una novedad suficiente para justificar aquí una breve exposición de la misma.

### 2.1. Desviación convencional y convergencias dinámicas

Consideremos el cono formado por los tres haces a partir del plano de desviación y convergentes estáticamente en el centro de la pantalla del tubo de imagen (fig. 2.1). Cuando este conjunto es desviado por un campo astigmático, los haces dejan de converger en un punto. Por el contrario, forman dos líneas focales, una para-

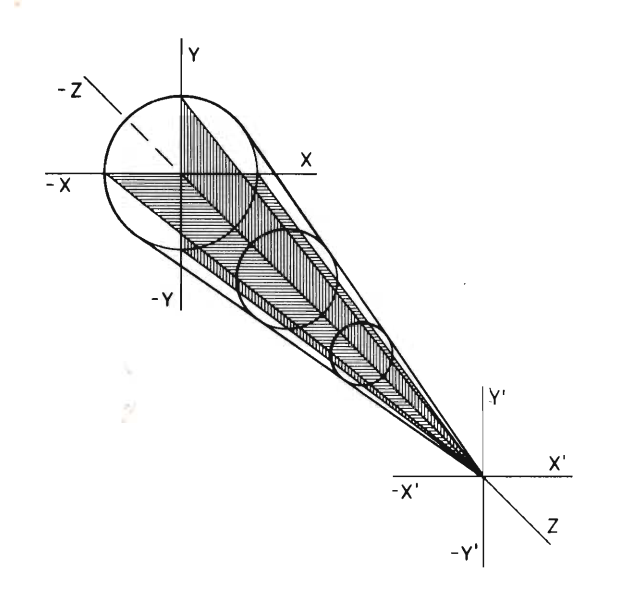



Figura 2.1. Cono formado por haces a partir del plano de desviación $XY$ y convergentes estáticamente en el centro de la pantalla $X'Y'$. Los planos $XZ$ $YZ$ del cono están rayados para facilitar la comparación con la figura 2.2. La sección es circular en todas partes.

lela a la dirección de la desviación y otra perpendicular a ella (fig. 2.2.). En un punto situado entre las dos líneas de focalización, la sección es circular, pero la superficie barrida por esta sección durante la desviación es más curvada que la pantalla y situada en su mayor parte dentro del tubo de imagen.

La figura 2.3 muestra como este astigmatismo afecta a los tres haces en delta de un tubo de imagen convencional. Puesto que convergen solamente en la posición no desviada, para obtener la convergencia en toda la pantalla es necesario aplicar correcciones que varíen según el sentido y valor de la desviación. Además, como puede verse en esta misma figura, las correcciones necesarias para cada uno de los tres haces son en general distintas. Puesto que es imposible producir campos de desviación que sean totalmente anastigmáticos, deben preverse siempre correcciones adicionales de convergencia dinámica. Estas correcciones no solamente son caras y complicadas, sino que su ajuste es laborioso y requiere bastante tiempo.

## 2.2. Desviación parastigmática

La solución propuesta por Haantjes y Lubben consistía en colocar los tres cañones en un mismo plano, no en delta, paralelo a una de las direcciones de desviación,

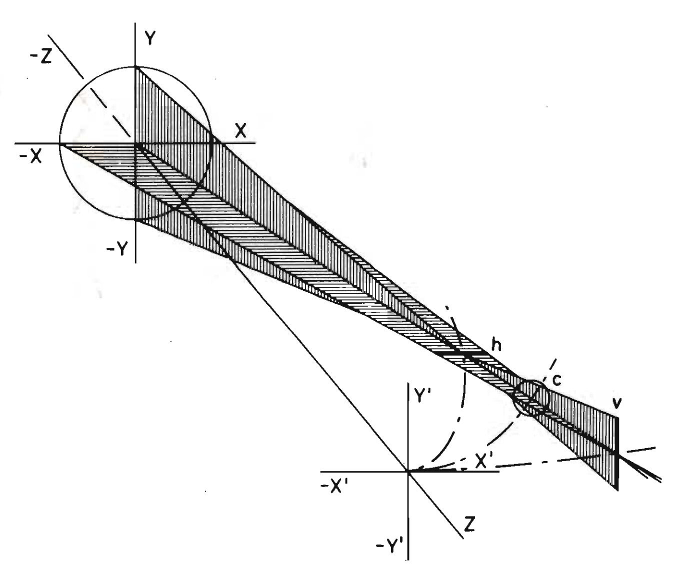



Figura 2.2. Distorsión de un cono de haces debida a un campo de desviación horizontal astigmático. La superficie descrita por la línea focal horizontal $h$, la línea focal vertical $v$ y el círculo de menor confusión $c$ se curvan hacia el interior del plano de la pantalla $X'Y'$.

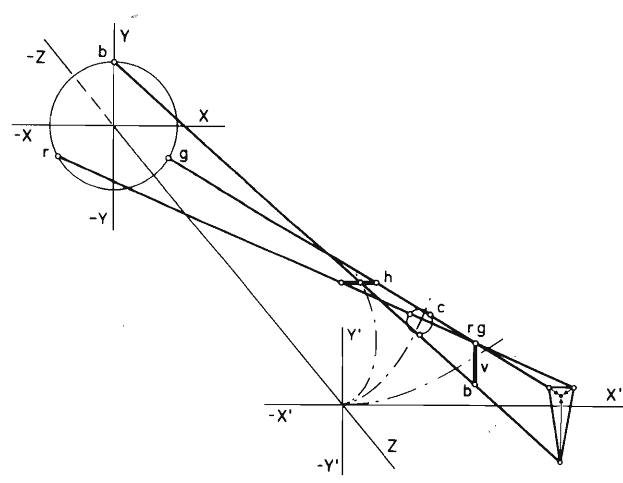



Figura 2.3. Efecto del astigmatismo del campo de desviación sobre los tres haces de un tubo de máscara perforada convencional. Las correcciones necesarias para hacer que los tres haces sean convergentes en un punto se indican por medio de flechas.

vertical u horizontal. La figura 2.4 muestra como el astigmatismo debido a la desviación horizontal afecta a los haces que salen de los tres cañones dispuestos en un plano horizontal. La línea focal horizontal sigue siendo –como en los cañones en delta– una línea horizontal formada por tres puntos separados. Pero como la línea de la que se originan los tres haces se reduce a una sola línea horizontal, la línea focal vertical se reduce a un punto. Además, es posible concebir el campo magnético de desviación horizontal de forma que esta línea focal vertical coincida con la superficie de la pantalla cualquiera que sea el ángulo de desviación.

A fin de obtener el mismo resultado para la desviación *vertical,* ha de tenerse en cuenta una complicación adicional. Si el campo de desviación vertical fuera similar al de la desviación horizontal, pero con un giro de 90°, la línea focal *horizontal* debida al astigmatismo coincidiría entonces con la pantalla (fig. 2.5), lo cual es precisamente lo contrario de lo que se desea. Para situar la línea focal *vertical* en la pantalla (fig. 2.6), deben invertirse las posiciones relativas normales de las dos líneas focales. Esto significa que la bobina de desviación vertical debe ser concebida de manera que el astigmatismo que produce sea de *signo* contrario al del campo de desviación horizontal.

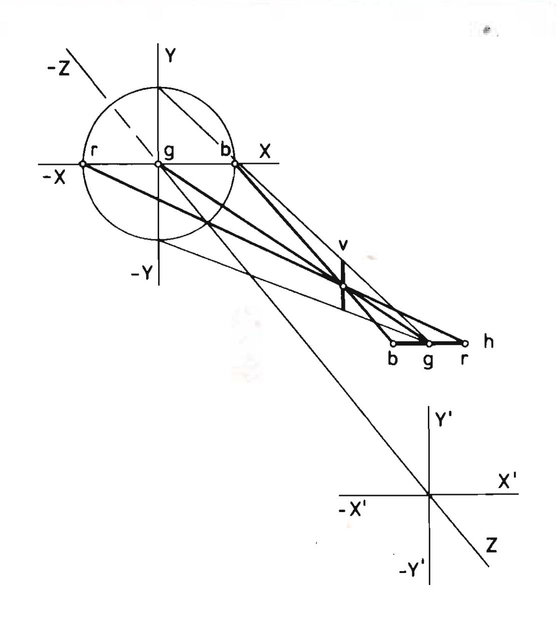



Figura 2.5. Si el campo de desviación horizontal de la figura 2.4 se hace girar 90°, la línea focal en la pantalla es horizontal. Para obtener de nuevo la convergencia, la línea focal horizontal debe ocupar el lugar de la línea focal vertical y viceversa.

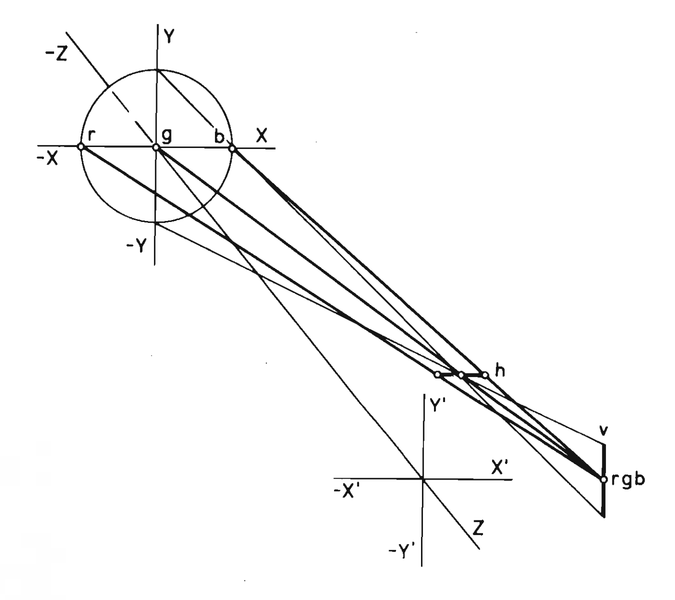



Figura 2.4. Los tres haces producidos por cañones en línea convergen en un mismo punto centrado sobre la línea focal vertical *v*. Si el campo de desviación horizontal está concebido para que *v* coincida siempre con la pantalla, los tres haces permanecen correctamente convergentes para todos los ángulos de desviación.

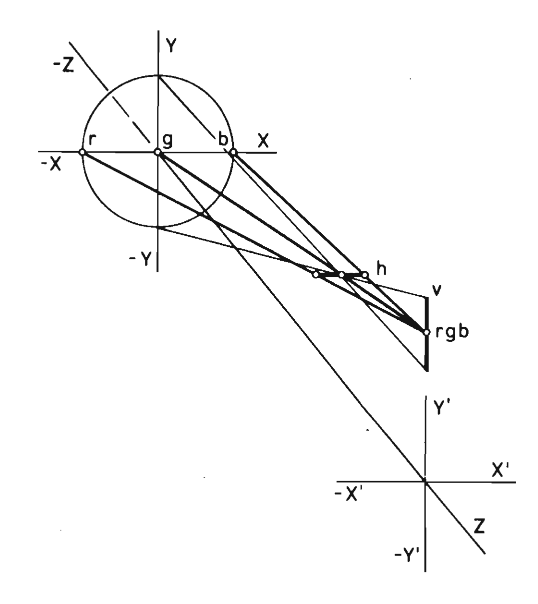



Figura 2.6. Invirtiendo el signo del astigmatismo del campo de desviación, se invierte la posición relativa de las dos líneas focales. En la figura, la desviación vertical es tal que la línea focal vertical coincide con la pantalla y los tres haces procedentes de los tres cañones convergen en un solo punto.

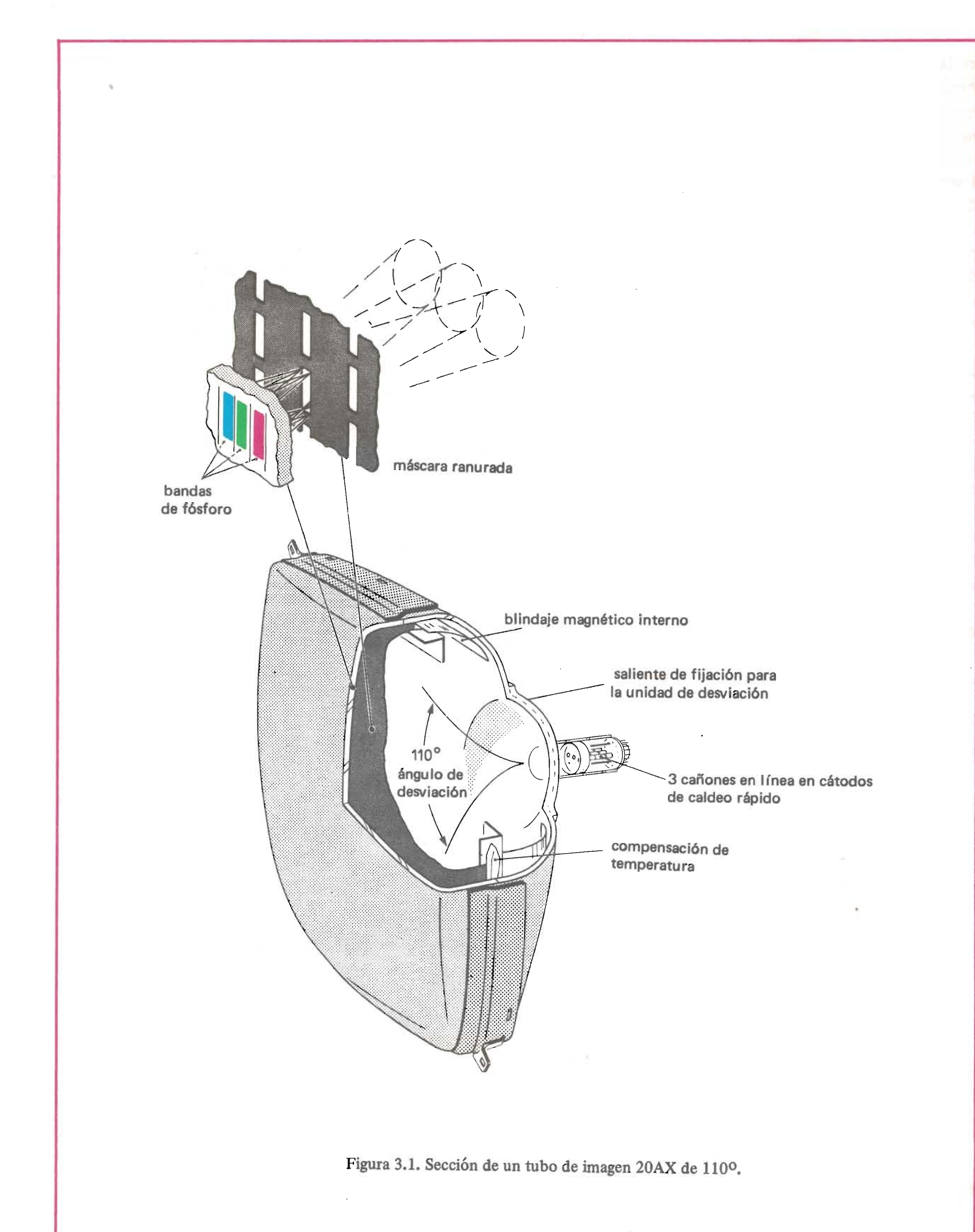



Figura 3.1. Sección de un tubo de imagen 20AX de 110°.

Así es posible definir la condición necesaria para obtener la convergencia de los tres haces procedentes de cañones situados en línea en un plano horizontal: las líneas focales verticales debidas al astigmatismo de los dos campos de desviación horizontal y vertical deben coincidir con la pantalla. Esto requiere la generación de un campo de desviación horizontal con fuerte efecto de cojín y un campo de desviación vertical con efecto de barril. Además, los devanados de las dos bobinas de desviación deben estar distribuidos de forma que las líneas focales verticales debidas a la acción combinada de los dos campos coincidan con la pantalla (por ejemplo, en las esquinas). Aunque ambos campos sean fuertemente astigmáticos, su combinación produce un resultado que en apariencia muestra una ausencia total de astigmatismo; de aquí el término *desviación parastigmática.*

## 3. EL TUBO DE IMAGEN

La gama de tubos de imagen de 110° para el sistema 20AX comprenderá las dimensiones de pantalla de 18 (47), 22 (56) y 26 (66) pulgadas (cm). La figura 3.1 muestra una sección de este tubo. Todos los tipos de esta gama tienen las siguientes características:

- cañones en línea
- formación de haz astigmático
- cátodos de caldeo rápido
- convergencia con relación al verde
- máscara ranurada
- fósforos en bandas
- blindaje magnético interno
- reducido número de amperios-vuelta para la desimanación
- diámetro de cuello normalizado
- centrado para la unidad de desviación
- autoprotección
- 20 mm más corto.

### 3.1. Montaje de los cañones

Los tres cañones están montados uno al lado del otro; los dos exteriores están ligeramente inclinados hacia el centro. La figura 3.2 muestra una fotografía del conjunto y la figura 3.3 el esquema de las conexiones de la base.

Los cañones son del tipo de foco bipotencial y están corregidos para el astigmatismo de los campos de desviación. Debido a este astigmatismo, un haz que produce un punto circular en el centro de la pantalla daría un punto alargado en las esquinas, con cierta pérdida de de-

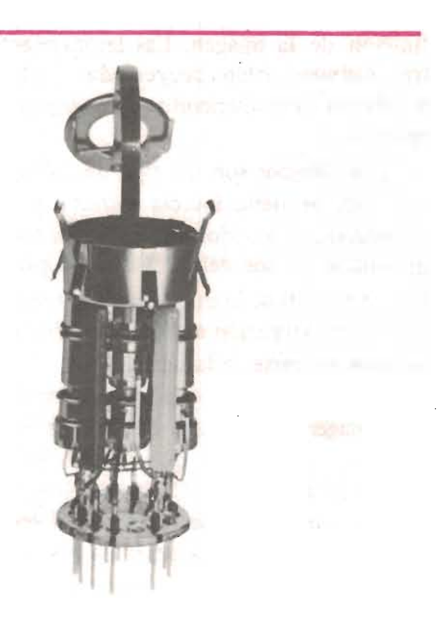
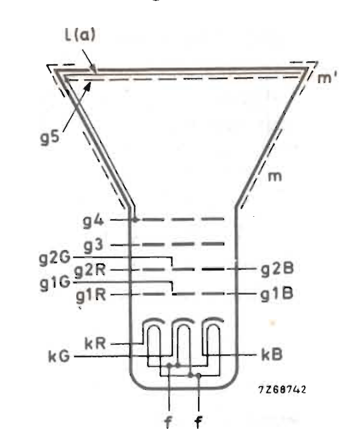


Figura 3.2. Conjunto de cañones electrónicos de un tubo de imagen 20AX.



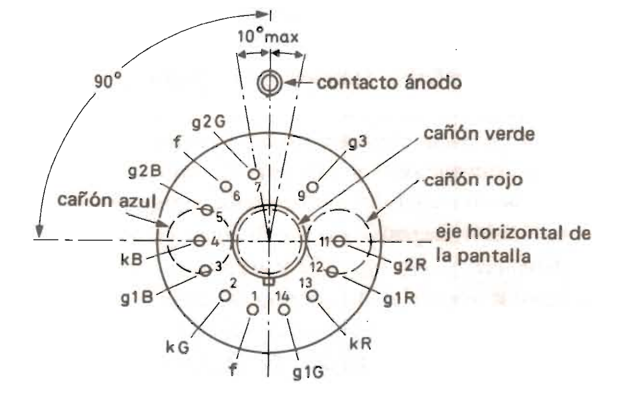




Figura 3.3. Esquema de electrodos y conexiones de la base del tubo de imagen 20AX.

finición de la imagen. Las lentes electrostáticas de los tres cañones están proyectadas para contrarrestar este efecto introduciendo un astigmatismo en sentido opuesto.

Los cátodos son del tipo de caldeo rápido, es decir, con una pequeña inercia térmica y una mejora de la transferencia de calor entre filamentos y cátodo, lo que da una reducción del 70 % del tiempo entre el encendido y la aparición de la imagen (véase tabla 3.1). Las diferencias de construcción entre los cátodos antiguos y los nuevos pueden verse en la figura 3.4.

El cañón central es el que activa el fósforo verde. En una imagen compuesta de colores no saturados, es el componente verde el que contribuye en mayor proporción a la definición de los objetos y de los contornos puesto que el ojo es más sensible al verde que al rojo o al azul. De este modo, a pesar de que pueden ocurrir algunas irregularidades en la convergencia, el haz del cañón central queda generalmente entre los otros dos y los defectos son menos apreciables.

**Tabla 3.1.** Comparación entre los cátodos convencionales y los calentamiento rápido.

| | cátodos convencionales | | cátodos de calentamiento rápido | |
|---|---|---|---|---|
| *V* | 6,3 | V | 6,3 | V |
| *I* | 0,9 | A | 0,73 | A |
| *P* | 5,7 | W | 4,6 | W |
| $t_h$ (típ.) | 18 | s | 5 | s |

## 3.2. Selección y pureza de color

Las ventajas de la desviación parastigmática no se limitan a la autoconvergencia. La selección y pureza de color se benefician también de la disposición coplanar de los haces electrónicos.

Con haces coplanarios sería posible utilizar una máscara convencional y una distribución de fósforos igualmente convencional. Pero puede obtenerse una ventaja apreciable depositando los fósforos en bandas verticales paralelas (véase fig. 3.5) y utilizando una máscara con ranuras verticales. La pureza de color es entonces independiente de los impactos en sentido vertical.

En el tubo de imagen de 26 pulgadas (66 cm) del sistema 20AX la distancia entre los centros de las bandas de fósforos es de 265 μm y la separación entre dos triadas adyacentes es de 795 μm. Cada ranura de la máscara corresponde a una triada. Para mejorar la rigidez y la estabilidad de la máscara en función de su forma esférica, las ranuras son en realidad una serie de orificios rectangulares alargados. Con el propósito de suprimir los efectos de "moiré", el intervalo entre orificios, proyectado en la pantalla, es de 810 μm y los orificios están desplazados medio intervalo entre uno y otro.

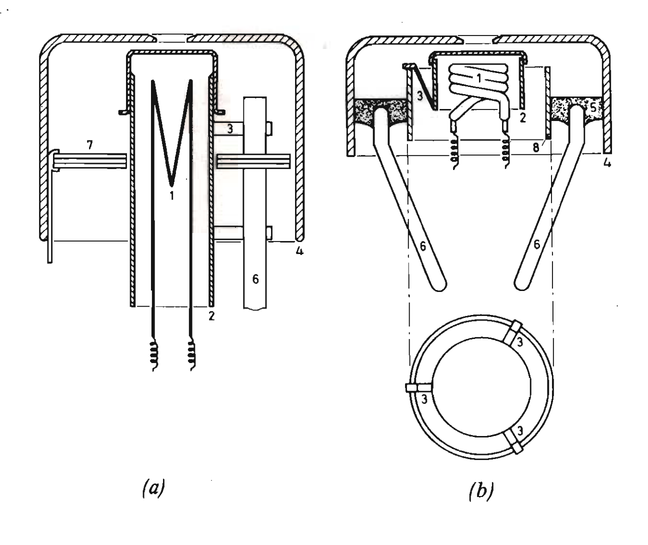



**Figura 3.4.** Comparación entre un cátodo convencional (*a*) y otro de calentamiento rápido (*b*).

1. filamento
2. cilindro del cátodo
3. separador
4. rejilla primera, *g*1
5. aislante
6. barras de soporte
7. mica
8. tubo soporte

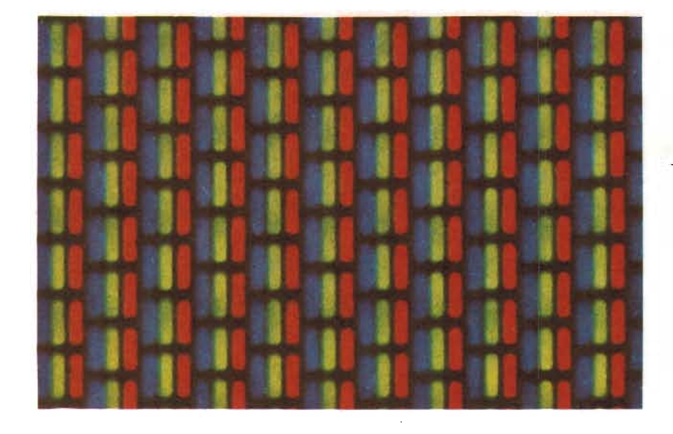


Figura 3.5. Microfotografía que muestra las bandas de fósforos excitados en la pantalla del tubo de imagen 20AX. Las franjas horizontales son las sombras de los puentes que refuerzan la máscara. Aumento de 9 diámetros aproximadamente.

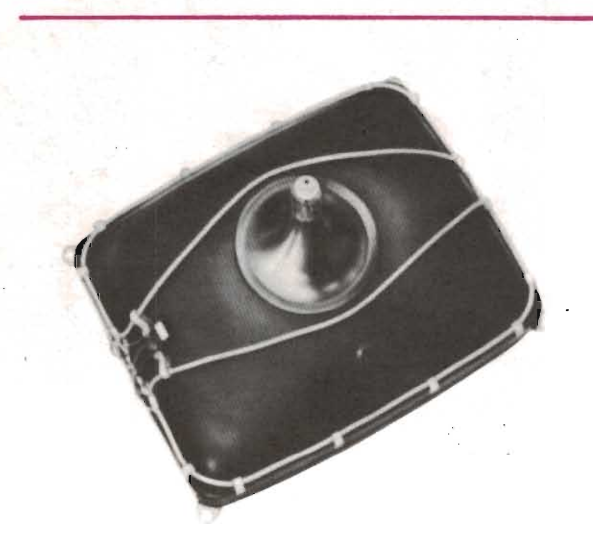


Figura 3.6. Posición recomendada de las bobinas de desimanación en un tubo de imagen 20AX.

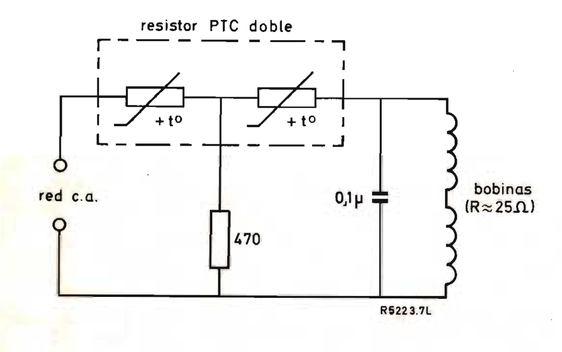



Figura 3.7. Circuito de desimanación recomendado con el condensador de supresión de interferencia de frecuencia de línea. Para $V_{red}$ = 220 V ef, el resistor PTC necesario es 2322 662 98001; para $V_{red}$ = 240 V ef, es 2322 662 98003.

**Tabla 3.2.** Recomendaciones para la desimanación.

| | |
|---|---|
| Posiciones de las bobinas | parte superior e inferior del cono |
| F.m.m. mínima de desimanación (por bobina) | 300 AV (pico) |
| F.m.m. residual máxima (por bobina) | 0,3 AV (pico) |
| Bobinas de desimanación (cada una) | |
| número de espiras | 60 |
| longitud de una espira | 1,5 m |
| diámetro del hilo (cobre) | 0,4 mm |
| resistencia nominal | 12,5 Ω |

El empleo de un cuello normalizado de 36,5 mm. de diámetro permite espaciar los cañones para una selección óptima de los colores. El ajuste de pureza (véase apartado 5) requiere un desplazamiento horizontal de los tres haces inferior a 45 µm. No se necesita ningún ajuste en sentido vertical.

Como en los tubos de imagen de 110° precedentes, el blindaje magnético está situado en el interior. Gracias a la alineación vertical de las triadas de fósforos, las necesidades de desimanación en sentido horizontal son notablemente menores. Las bobinas de desimanación serán más eficaces si se colocan encima y debajo del tubo (véase fig. 3.6), en lugar de colocarlas lateralmente como es costumbre. La desimanación total se reduce entonces a 300 AV (pico) por bobina en comparación con los 500 AV para un tubo convencional; la reducción correspondiente al contenido de material de las bobinas es del 60 %, lo que significa un ahorro considerable.

Para eliminar los peligros de errores de impacto producidos por corrientes fuera de fase, inducidas en las bobinas de desimanación por el campo de desviación de líneas, las bobinas deben ser cortocircuitadas para la frecuencia de líneas mediante un condensador de 0,1 µF, como se indica en la figura 3.7. Con la excepción del condensador suplementario, el circuito es igual que el utilizado para los tubos de imagen convencionales.

### 3.3. Ampolla

Todos los tubos de imagen de la gama 20AX tienen una cara frontal rectangular normalizada y están provistos de una cinta metálica de reforzamiento (autoprotección) que permite una presentación en visión directa sobresaliendo del mueble (véase fig. 3.1).

Las ampollas difieren de las de los tubos de imagen convencionales en dos puntos:

- la longitud del cuello (y, por consiguiente, la del tubo) es inferior en 20 mm a la del tubo normal de 110° al no tener que tomar ninguna medida interior ni exterior, para la convergencia dinámica;
- un saliente circular, concéntrico con el cuello, existe en el cono para centrar la unidad de desviación.

## 4. COMPONENTES MONTADOS SOBRE EL CUELLO DEL TUBO DE IMAGEN

Los únicos componentes montados sobre el cuello de un tubo de imagen 20AX son la unidad de desviación y la unidad de correcciones estáticas (figs. 4.1 y 4.2).

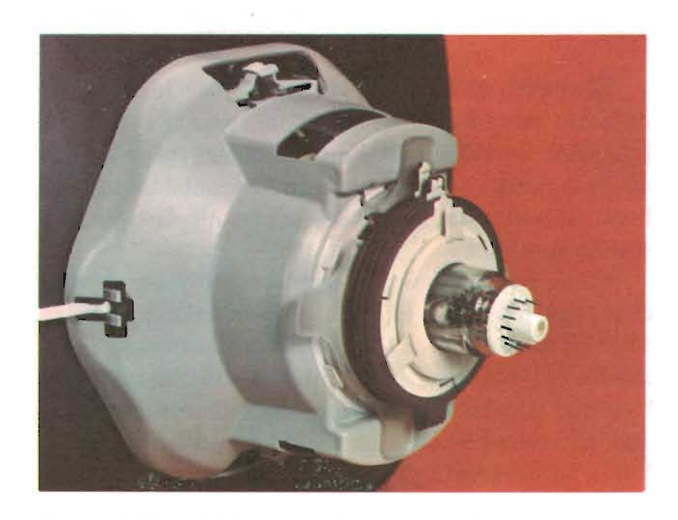


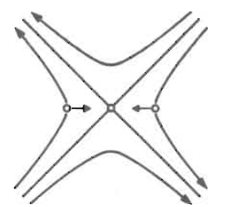
Figura 4.1. Unidades de desviación y de correcciones estáticas colocadas en el cuello del tubo de imagen 20AX.



Figura 4.2. Unidades de desviación y de correcciones estáticas.

Las unidades de convergencias dinámicas y de azul lateral se han suprimido.

Las bobinas de desviación de línea y de cuadro en forma de silla de montar están encerradas por un núcleo de ferrita. Para obtener la configuración del campo electromagnético necesario para la desviación parastigmática con precisión y de una manera reproducible, ambas bobinas constan de secciones separadas por guías adecuadas. Un devanado toroidal, montado sobre el núcleo de ferrita, produce un campo auxiliar de cuatro polos que completa la acción del sistema autoconvergente y compensa las tolerancias de fabricación y montaje del conjunto. Este conjunto se monta en una carcasa de resina poliéster y se fija por un extremo anterior en el saliente de centrado del cono y por el otro extremo en el cuello del tubo de imagen. A fin de ajustar la orientación de la imagen sobre la pantalla, la unidad de desviación puede girar un ángulo de $\pm$ 4,5° con relación a su soporte y para el ajuste de la pureza de color puede desplazarse axialmente 6 mm.



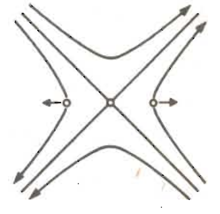
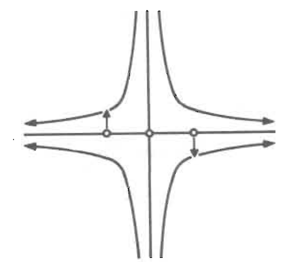


Figura 4.3. Un campo de cuatro polos 45/45 desplaza los dos haces exteriores en sentidos horizontales opuestos.

### 4.1. Correcciones dinámicas

Aunque el sistema 2oAX sea autoconvergente, para compensar tolerancias pueden necesitarse ciertas correcciones dinámicas. La corrección adecuada puede ser aplicada, sin acción sobre el impacto de los haces, por medio de campos magnéticos de cuatro polos situados en el plano de desviación.

- Un campo tetrapolar que tiene sus ejes orientados a 45° con relación a los ejes de la pantalla del tubo de imagen (campo 45/45) desvía los dos haces exteriores en sentidos horizontales opuestos (véase fig. 4.3).



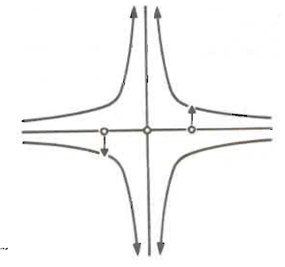


Figura 4.4. Un campo de cuatro polos 0/90 desplaza los dos haces exteriores en sentidos verticales opuestos.

– Un campo tetrapolar que tiene sus ejes orientados en las direcciones horizontal y vertical (campo 0/90) desvía los dos haces exteriores en sentidos verticales opuestos (véase fig. 4.4).

No se necesita ninguna unidad suplementaria de corrección, puesto que:

– el campo 45/45 se obtiene con ayuda del devanado de 4 polos bobinado en el núcleo de ferrita de la unidad de desviación (fig. 4.5),
– el campo 0/90 se obtiene directamente por las dos semi-bobinas de desviación de líneas y de cuadros (fig. 4.6).

La tabla 4.1 muestra los errores ligados a las tolerancias de fabricación y de montaje, y las correcciones necesarias.

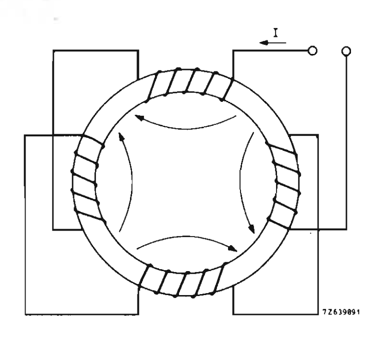



Figura 4.5. Devanado toroidal sobre el núcleo del yugo de desviación para producir el campo de cuatro polos 45/45.

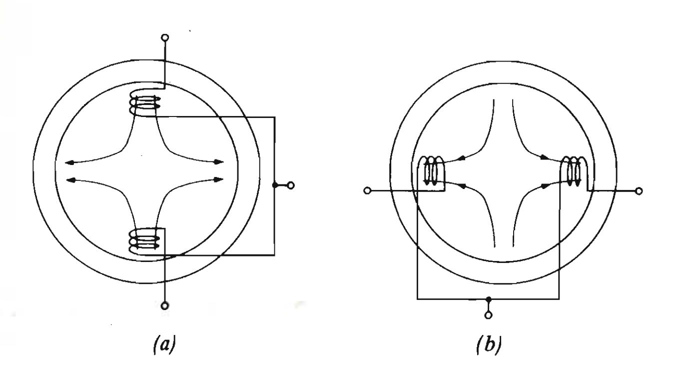



Figura 4.6. Desequilibrando la excitación de las dos mitades de la bobina de desviación horizontal (*a*) o de la bobina de desviación vertical (*b*), es posible producir campos de cuatro polos 0/90 a la frecuencia de línea o de cuadro.

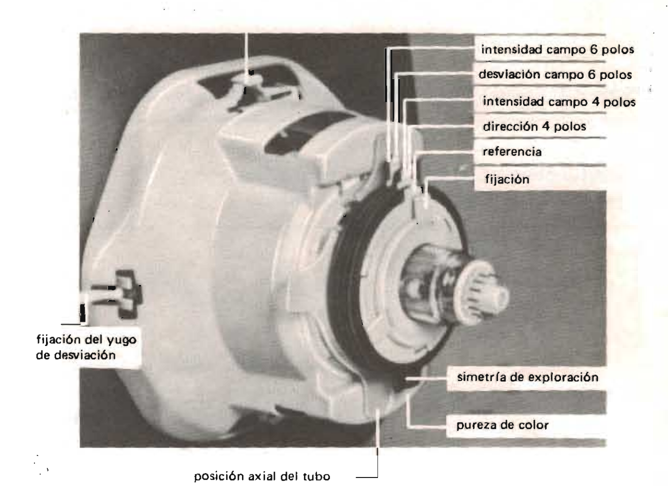



Figura 4.7. Colocación de los diferentes ajustes de corrección estática.

## 4.2. Unidad de correcciones estáticas

La unidad de correcciones estáticas comporta cuatro pares de imanes anulares (fig. 4.7):

– uno para el ajuste de la pureza,
– uno para el ajuste de la simetría de la exploración, y
– dos para el ajuste de la convergencia estática.

El conjunto se fija al cuello del tubo de imagen inmediatamente detrás de la unidad de desviación. Los imanes, realizados con plastoferrita de baja permeabilidad, no tienen ningún efecto sobre los campos magnéticos creados por las bobinas de desviación.

Los imanes de ajuste de pureza de color producen un campo magnético de dos polos perpendicular al plano de los cañones del tubo de imagen. Estos imanes permiten un desplazamiento horizontal de los tres haces. Debido a la alineación vertical de los fósforos, no se necesita ningún desplazamiento vertical. Para permitir el ajuste, el imán está formado por un anillo interior y otro exterior acoplados a un piñón diferencial para formar un tren epicíclico. La rotación del anillo exterior, por medio de una palanca adecuada, produce una rotación de igual valor y sentido opuesto del anillo interior. Esto permite modificar la intensidad del campo de un valor máximo al valor máximo en sentido opuesto, pasando por cero, sin modificar la dirección.

**Tabla 4.1.** Efectos y correcciones de las tolerancias de fabricación y de montaje.

| | | | corrección por medio de | |
|---|---|---|---|---|
| efectos observados en la panralla (exagerados) | corrección necesaria | ajuste | tipo tetrapolar | excitación adecuada |
| o | 0 ± 2 mm | simetría línea | 45/45 | diente de sierra a frecuencia de línea en devanado toroidal. |
| o | 2 ± 2 mm | simetría campo (superior) | 45/45 | diente de sierra creciente a frecuencia de cuadro en devanado toroidal durante la primera mitad del barrido de cuadro. |
| o | 2 ∓ 2 mm | simetría campo (inferior) | 45/45 | diente de sierra creciente a frecuencia de cuadro en devanado toroidal durante la segunda mitad del barrido de cuadro. |
| o | 0 ± 1,5 mm | equilibrio línea | 0/90 | equilibrio de corrientes en las bobinas de desviación de líneas. |
| o | 0 ± 1,5 mm | parábola horizontal | 0/90 | desequilibrio de corriente parabólica a frecuencia de línea en las bobinas de desviación de línea. |
| o | 0 ± 2,0 mm | equilibrio campo (superior) | 0/90 | equilibrio de corrientes en las bobinas de desviación de cuadro durante la primera mitad del barrido de cuadro |
| o | 0 ± 2,0 mm | equilibrio campo (inferior) | 0/90 | equilibrio de corrientes en las bobinas de desviación de cuadro durante la segunda mitad del barrido de cuadro. |

**Notas**

Los ajustes a la frecuencia de *cuadro* actúan a lo largo del eje vertical de la pantalla.

Los ajustes a la frecuencia de *línea* actúan a lo largo del eje horizontal de la pantalla.

Los ajustes de *simetría* corrigen los errores rojo-azul en la dirección $x$.

Los ajustes de *equilibrio* corrigen los errores rojo-azul en la dirección $y$.

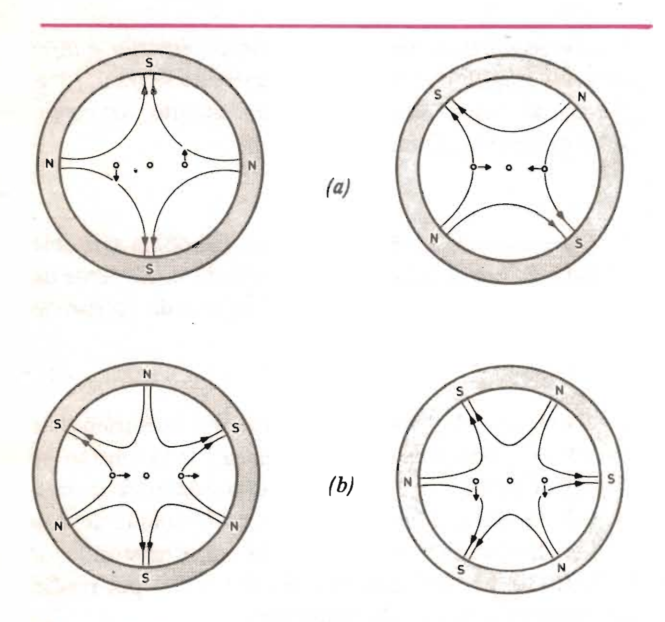



Figura 4.8. El par de imanes de cuatro polos (*a*) produce desplazamientos iguales en sentido opuesto de los dos haces exteriores. El par de imanes de seis polos (*b*) produce desplazamientos iguales en el mismo sentido.

El par de imanes de ajuste de la simetría de exploración es similar, pero produce un campo magnético paralelo al plano de los cañones del tubo de imagen. Este campo permite ajustar las líneas horizontales de la imagen.

Los dos pares de imanes de convergencia estática producen:

- uno de ellos un campo de cuatro polos que permite los desplazamientos iguales y opuestos de los dos haces exteriores,
- el otro, un campo de seis polos que permite los desplazamientos iguales y del mismo sentido de los dos haces exteriores (fig. 4.8).

Cada par de imanes de convergencia estática está formado por un anillo interior y otro exterior acoplados por un piñón diferencial y una palanca que permite el desplazamiento del soporte del piñón. El desplazamiento del soporte permite la rotación simultánea de los dos anillos y modifica la dirección del campo magnético pero no su intensidad.

Figura 5.1. Circuito para correcciones dinámicas. El núcleo de ferrita común a los devanados de desviación horizontal y vertical, así como el devanado toroidal de 4 polos, se indica por un asterisco. Las conexiones *A*, *C* y *D* van al circuito de desviación de cuadro.

## 5. AJUSTE

El ajuste mecánico de la unidad de desviación está asegurado por el anillo de centrado previsto sobre el cono del tubo de imagen. Un ajuste más riguroso se efectua eléctricamente, lo que permite ajustes independientes a lo largo de los dos ejes de desviación. Este último método no sólo es más cómodo que el precedente, sino que también da mejores resultados.

Las diferentes correcciones necesarias para el ajuste completo del tubo de imagen y del sistema de desviación se describen a continuación. Las correcciones estáticas se efectúan antes que las dinámicas.

### 5.1. Correcciones estáticas

Estas correcciones se efectuan con ayuda de la unidad descrita en el apartado 4.2. El imán de cuatro polos se ajusta con una imagen de líneas cruzadas en la pantalla para obtener la convergencia rojo-azul, y después el imán de seis polos para superponer la traza rojo-azul y la traza verde. Las trazas horizontales se hacen rectilíneas haciendo girar los imanes de dos polos previstos para la simetría de la exploración. Finalmente, la posición axial de la bobina y el par de imanes de dos polos se ajustan para obtener el óptimo rendimiento de color.

### 5.2. Correcciones dinámicas

El circuito necesario para las correcciones dinámicas definidas en la tabla 4.1 se representa en la tabla 5.1. Las corrientes de corrección entregadas por este circuito permiten los desplazamientos adecuados.

*Corrección de simetría de línea:* la corriente de corrección en dientes de sierra a la frecuencia de líneas se aplica al devanado de cuatro polos 45/45, por mediación de la bobina ajustable AT4044/25 situada en serie con las bobinas de desviación horizontal.

*Correcciones de simetría de cuadro (superior e inferior):* las amplitudes de los semidientes de sierra a la frecuencia de cuadro se ajustan separadamente por medio de los potenciómetros *R*5 y *R*6.

*Corrección de equilibrio de línea:* la bobina ajustable AT4044/26 permite ajustar el reparto de la corriente de desviación en las dos mitades de la bobina de desviación horizontal.

*Corrección de "parábola horizontal":* la corriente de corrección parabólica obtenida a partir de la tensión en dientes de sierra presente en los bornes del potenciómetro *R*7, se aplica a las dos mitades de la bobina de desviación horizontal por medio del autotransformador AT4043/30. El nivel de esta corriente se fija por medio del diodo en serie con el resistor *R*8.

*Correcciones de equilibrio de cuadro (superior e inferior):* los potenciómetros *R*1 y *R*2 controlan el reparto de corrientes entre las dos mitades de la bobina de desviación vertical durante las partes superior e inferior de la exploración de cuadro; los diodos en serie con los potenciómetros quedan en paralelo con *R*1 o *R*2 a través de la bobina de desviación, según sea la polaridad de la tensión de barrido.

En todos los casos, la amplitud y/o polaridad de la corrección dependen de los desplazamientos relativos de los elementos móviles (núcleos o potenciómetros) a uno u otro lado de su posición media. La ausencia de circuitos resonantes asegura compatibilidad con equipo de registro de vídeo, dado que se evitan errores de convergencia debidos a variaciones de frecuencia durante la reproducción.

# CIRCUITO INTEGRADO TCA 420 A AMPLIFICADOR FI/FM PARA ALTA FIDELIDAD

*Se describe el circuito integrado TCA420A, especialmente proyectado para equipos de HI-FI, que proporciona no sólo las funciones normales necesarias en un amplificador de FM/FI sino también otras funciones que cumplen las exigencias de los actuales receptores de FM para HI-FI.*

## INTRODUCCION

El diseño de amplificadores de frecuencia intermedia para FM puede resultar económico y más sencillo si se prescinde del detector de relación, el cual requiere cierto número de componentes y un largo procedimiento de ajuste. En los aparatos de radio alimentados por la red puede lograrse empleando un detector de cuadratura, pero, para obtener una buena supresión de AM, este detector ha de ir precedido de un amplificador de FI que tenga una buena característica de limitación para bajos niveles de señal de entrada. Esto se consigue en televisión con el circuito integrado TBA750 para frecuencia intermedia de sonido, el cual se emplea también en algunos amplificadores de FI. Sin embargo, ese circuito no ha sido diseñado especialmente para emplearlo a 10,7 MHz y, por tanto, no cumple con las condiciones que requieren los modernos receptores de FM para HI-FI alimentados por la red.

El circuito integrado amplificador de FI TCA420A, ha sido diseñado especialmente para equipos de alta fidelidad y proporciona no sólo las funciones normales sino también cierto número de funciones adicionales.

Las funciones normales que realiza este circuito integrado son las siguientes:

- un amplificador de FI para FM totalmente equilibrado con cuatro etapas que proporcionan una ganancia de tensión total de **65 dB** y un nivel de tensión de limitación de 25 $\mu$V para –3dB.
- un detector de cuadratura simétrico que entrega una tensión de salida de 115 mV para $\Delta f = \pm 15$ kHz, $f_m$ = 70 Hz.

La combinación de estas dos funciones proporciona un rechazo de AM de 40 dB mín. para una tensión de entrada de 1 mV, con $\Delta f = \pm 15$ kHz, $f_m$ = 70 Hz.

Las funciones adicionales de este circuito integrado son las siguientes:

- una tensión de conmutación para decodificador de estéreo que se emplea para pasar automáticamente a estéreo a partir de señales por encima de un nivel ajustable predeterminado,
- una corriente de hasta 200 $\mu$A (referida logarítmicamente al nivel de la señal de entrada) para excitar un indicador de sintonía,
- supresión de respuesta lateral automática, ajustable exteriormente,
- características de funcionamiento para un margen de tensión de alimentación $V_p$ comprendido entre 12 y 15 V,
- funcionamiento con un margen de tensión de alimentación comprendido entre 6 y 15 V.

## DESCRIPCION

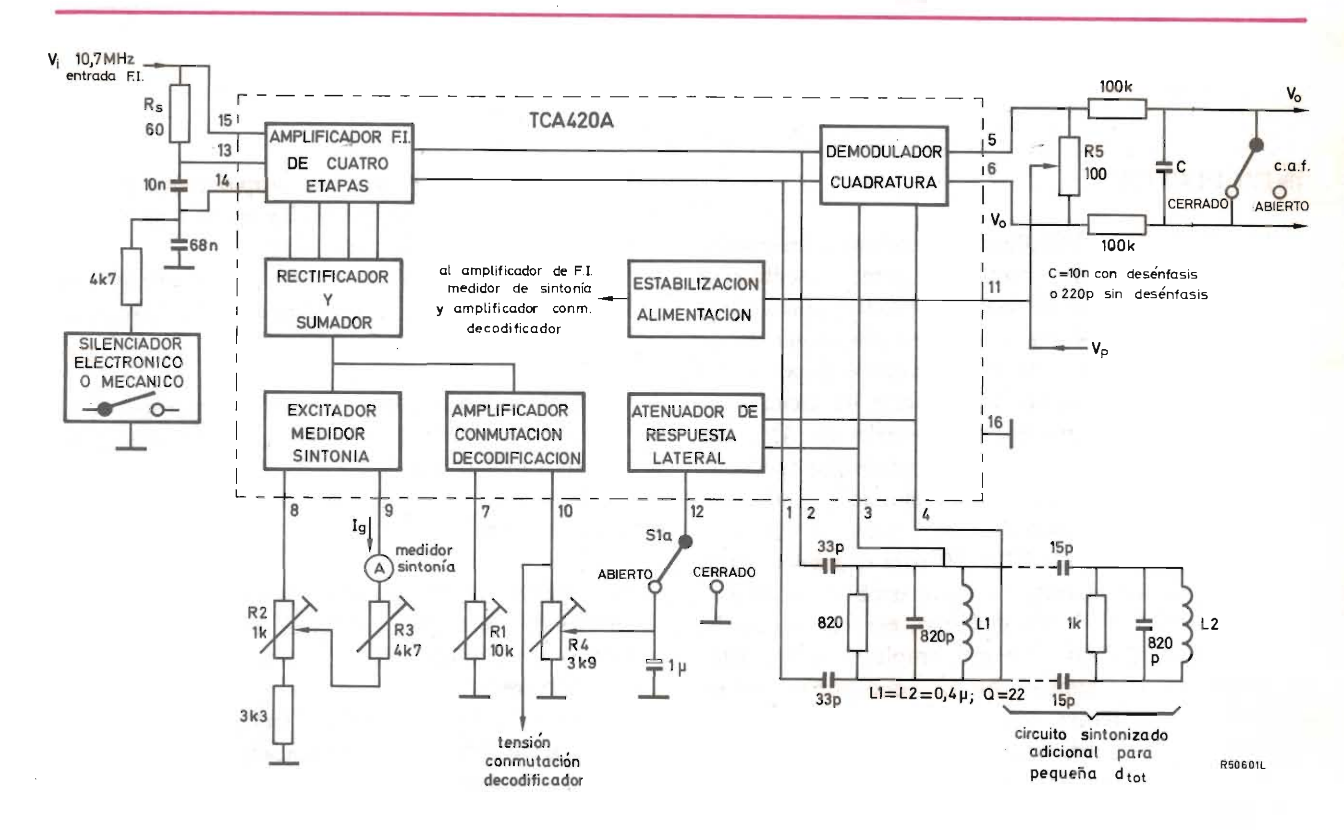
En la figura 1 se muestra el esquema de bloques del circuito integrado TCA420A y los circuitos periféricos. A continuación se explican las funciones de cada uno de estos bloques teniendo en cuenta el circuito de la figura número 2.

### Amplificador de FI

El amplificador/limitador diferencial de cuatro etapas comprende los transistores *TR*1 a *TR*28. El circuito de entrada situado entre las patillas 15 y 13 ha de proporcionar una vía de c.c. para la polarización de *TR*1; la resistencia ($R_s$ en fig. 1) no debe exceder de 2 kΩ. Las cuatro etapas son idénticas y cada una incorpora un rectificador de doble vía (por ejemplo, *TR*4 y *TR*5 en la primera etapa) que produce una corriente cuyo valor depende de la tensión de entrada de FI. Estas corrientes se suman en el resistor *R*44 y la tensión así obtenida se aplica al excitador del medidor de sintonía (*TR*43-*TR*46) y al amplificador de conmutación del decodificador (*TR*41, *TR*42, *TR*47 y *TR*48).

### Ajuste del indicador

La elevada amplificación de los receptores de FM produce una gran salida de tensión de ruido del amplificador de FI en ausencia de una señal recibida. La rectificación de esta tensión de ruido daría al indicador una desviación no deseada. Esto se puede compensar ajustando el cero eléctrico del instrumento de medida por medio de *R*2; la desviación de escala total del instrumento de medida se puede obtener ajustando *R*3 (fig. 1). Por otra parte, estos ajustes compensan las tolerancias de las características del circuito integrado. Para circuitos más baratos los controles pueden ser sustituidos por resistores fijos.




*S*1: Conmutador CAF.
*R*1: Ajuste de la tensión de conmutación del decodificador.
*R*2: Ajuste a cero del medidor de sintonía.
*R*3: Ajuste de la desviación a escala total del medidor.
*R*4: Umbral de atenuación de la respuesta lateral.
*R*5: Ajuste cero del CAF.

Figura 1. Esquema de bloques del TCA420A y sus circuitos periféricos.

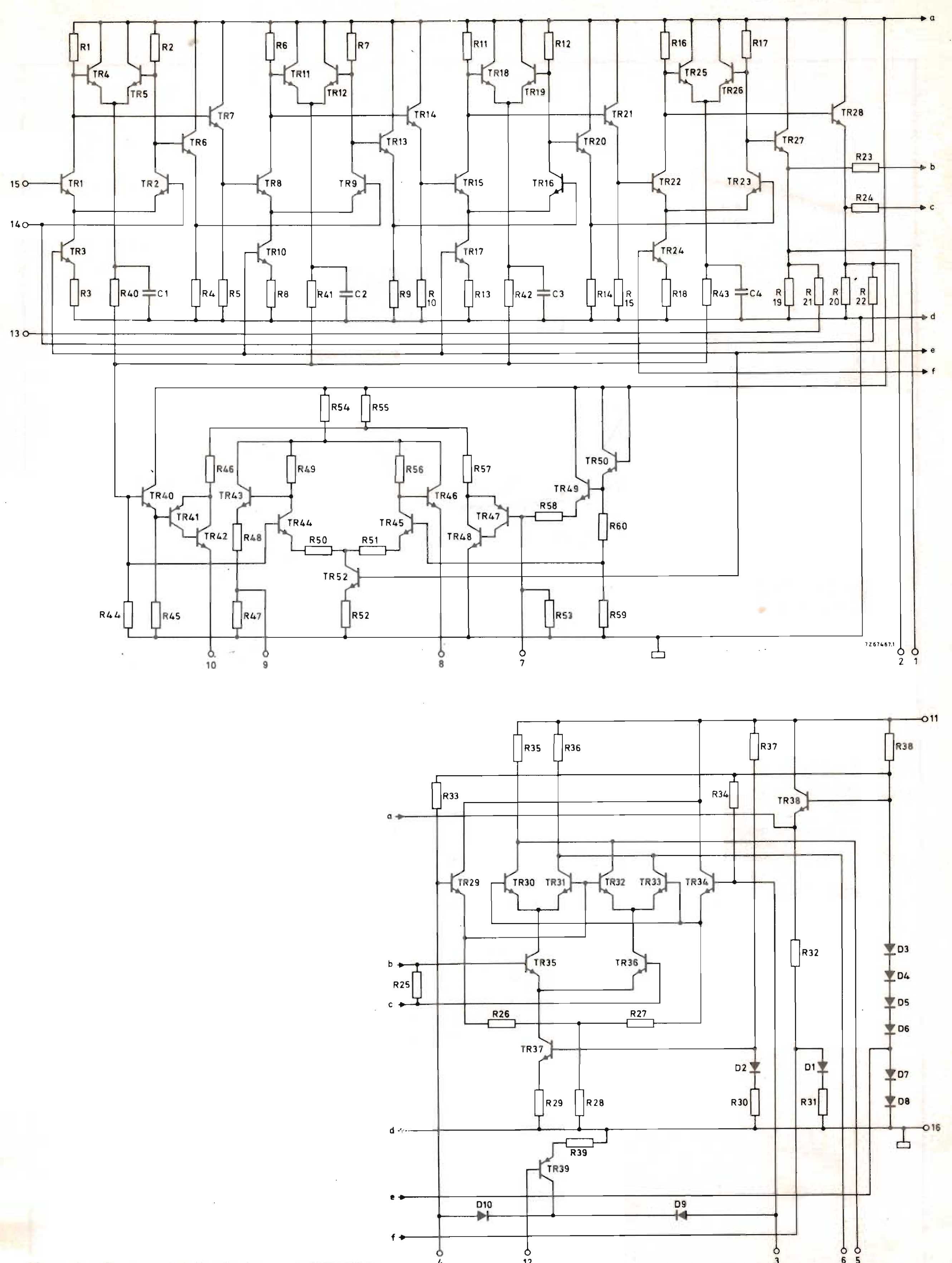



Figura 2. Esquema del circuito integrado TCA420A.

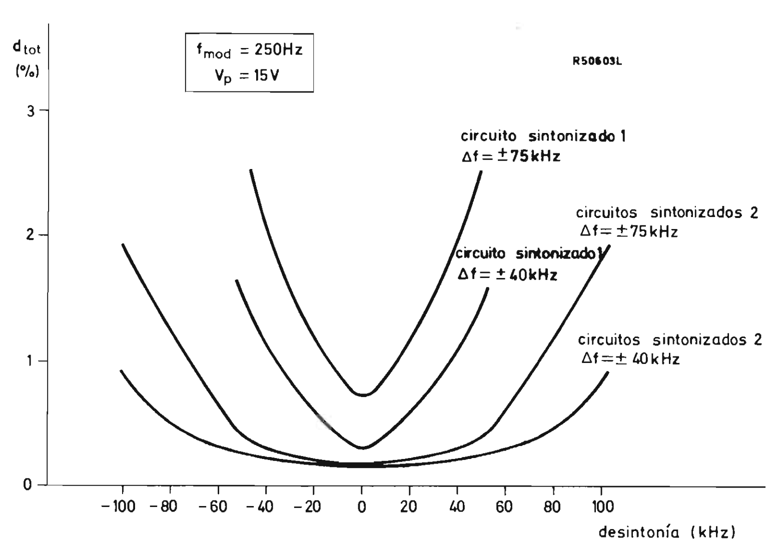



Figura 3. Distorsión $d_{tot}$ en función de la desintonía.

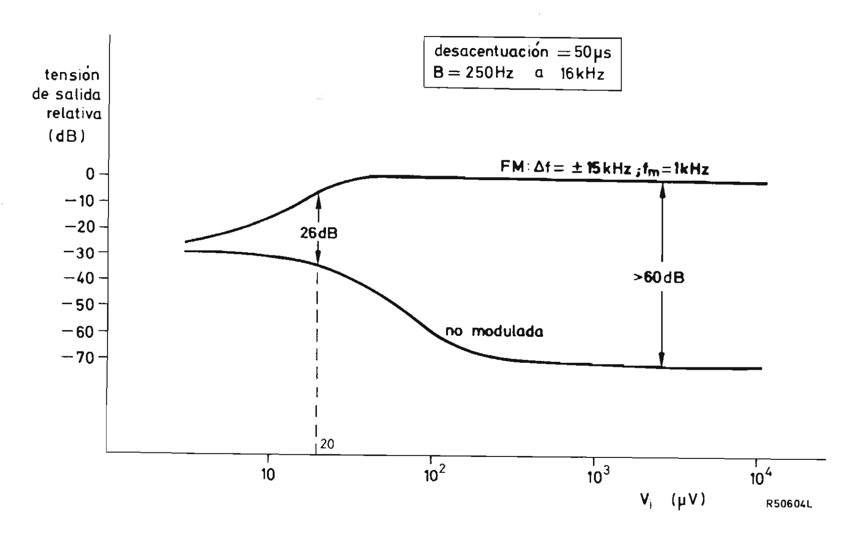



Figura 4. Comportamiento de la relación señal/ruido.

**Conmutación del decodificador**

El circuito de conmutación del decodificador es un amplificador diferencial. A uno de sus lados se aplica la tensión, dependiente de la entrada, de *R*44 (a través del seguidor de emisor *TR*40, fig. 2). El punto de polarización para el otro lado del amplificador se ajusta por medio del control exterior *R*1 (fig. 1), que está en paralelo con el resistor de base interior (*R*53) de *TR*47. Así *R*1 ajusta el punto de funcionamiento del amplificador y controla la tensión de conmutación del decodificador, la cual es positiva y se toma de la patilla 10 del circuito integrado; esta tensión de conmutación disminuye al aumentar el nivel de la señal de entrada. La compensación de temperatura en el amplificador de conmutación del decodificador viene dada por *TR*49 y *TR*50.

**Demodulador de cuadratura**

El demodulador de cuadratura simétrico (*TR*29 a *TR*37) necesita entradas que tengan una relación de fase de 90°; el necesario desplazamiento de fase lo proporciona el circuito sintonizado *LC* exterior conectado entre los terminales 1-2 y 3-4. Esta red *LCR* puede comprender uno o dos circuitos sintonizados según sea la relación deseada entre coste y distorsión total. En la figura 3 se muestra la distorsión en función de la desintonía, con uno o dos circuitos sintonizados. La salida de BF se puede tomar de uno de los terminales 5 ó 6, y la tensión de diferencia entre los dos terminales puede ser empleada como una tensión de control de CAF. El generador de corriente (*TR*37) está dispuesto de modo que la corriente del demodulador sea proporcional a la tensión de alimentación. Esto posibilita el empleo de un amplio margen de tensiones de alimentación, pues el punto de funcionamiento óptimo para el demodulador se ajusta automáticamente para la tensión aplicada.

**Supresión de respuesta lateral**

La tensión de conmutación del decodificador en la patilla 10 se aplica también al control exterior *R*4 (fig. 1) y la tensión en el cursor se aplica a través de la patilla 12 al atenuador de respuesta lateral. Así, la tensión positiva en la patilla 12 disminuye al aumentar la señal de entrada. El umbral para el circuito supresor de respuesta lateral se ajusta por medio de *R*4, con el cual se fija el nivel de señal de FI por debajo del cual *TR*39 conduce. Si la señal de FI cae por debajo de ese nivel, la conducción de *TR*39 hace que los diodos *D*9 y *D*10 conduzcan, lo cual amortigua el circuito sintonizado exterior en el demodulador. Si se necesita esta supresión de respuesta lateral es conveniente emplear los conmutadores de doble polo *S*1*a* y *S*1*b* representados en la figura 1. El circuito amortiguador puede ocasionar desequilibrio en el circuito demodulador de cuadratura dando lugar a un desplazamiento de c.c. de la tensión de CAF. Por eso es mejor desconectar el circuito amortiguador cuando al final de la sintonía se conecta el CAF.

**Posibilidad de silenciamiento (muting)**

Los ruidos de conmutación (por ejemplo, cuando se cambia de emisoras presintonizadas o cuando se conecta o desconecta el receptor) pueden suprimirse reduciendo la ganancia de FI durante la conmutación. Esto se consigue conectando a masa la patilla 14 del resistor de 4,7 kΩ y un conmutador mecánico o electrónico.

**Estabilización de la tensión de alimentación**

El transistor *TR*38 y los diodos *D*3 a *D*8 proporcionan la estabilización de la tensión de alimentación para las etapas de FI, el excitador de indicador de sintonía y el amplificador de conmutación decodificador.

**CARACTERISTICAS**

A no ser que se indique lo contrario, las siguientes características corresponden a una señal de entrada de 10,7 MHz, $V_P$ = 15 V, $R_s$ = 60 Ω, *Tamb* = 25°C (véase fig. 1) y con el circuito integrado TCA420A montado en placa de circuito impreso.

**Tensión de limitación de entrada** *(−3dB)* $V_{15-16}$ 25 μV

**Tensión de salida de BF**

– con señal de entrada de 1 mV; $\Delta f = \pm 15$ kHz; $f_m$ = 1 kHz $V_{6-16}$ 115 mV
– en función de la tensión de alimentación $V_P$
12 V < $V_P$ < 15 V; variación de salida de BF en patilla 6 por cada variación de un voltio en $V_P$ $\Delta V_{6-16}$ 9 mV/V

**Distorsión**

– con un circuito sintonizado LC en el demodulador
para $\Delta f = \pm 15$ kHz; $f_m = 1$ kHz 0,2%
para $\Delta f = \pm 75$ kHz; $f_m = 1$ kHz 0,8%
– con dos circuitos sintonizados LC en el demodulador
para $\Delta f = \pm 75$ kHz; $f_m = 1$ kHz 0,2%

La distorsión $d_{tot}$ en función de la desintonización se muestra en la figura 3 para el caso de que se prevea obtener una mejora con un circuito sintonizado adicional.

**Relación señal/ruido**

El comportamiento de la relación señal/ruido se muestra en la figura 4.

**Rechazo de AM**

Con modulación FM de $\Delta f = \pm 15$ kHz, $f_m = 70$ Hz y simultáneamente modulación AM de $m = 30\%$, $f_m = 1$ kHz:

señal de entrada $V_{15\text{-}16}$ de 0,3 a 100 mV $\alpha > 40$ dB

**Tensión de conmutación del decodificador**

Sin señal de entrada en la patilla 15, la tensión de salida c.c. en la patilla 10 puede ser ajustada por medio de $R1$ (fig. 1) a un nivel entre 1,25 y 1,9 V. Dentro de su área de funcionamiento (señal de entrada > 150 $\mu$V), la tensión $V_{10\text{-}16}$ varía de 1,3 a 0,8 V con un aumento de 6 dB en el nivel de la señal de entrada. Puesto que la tensión de salida de c.c. disminuye al aumentar la entrada de FI, es muy aconsejable un circuito decodificador de estéreo como el TCA290A para conmutar de mono a estéreo.

**Salida indicadora de sintonía**

La tensión en la patilla 9 aumenta aproximadamente de forma logarítmica en un margen de cuatro décadas de la tensión de entrada de FI.

Con $R_{indicador} = 2$ k$\Omega$, $R3 = 0$ y con $R2$ ajustado de modo que $I9$ (fig. 1) = 0 para $V_i = 0$, tendremos $I9 >$ 140 $\mu$A (valor típico 200 $\mu$A) para $V_i = 120$ mV.

**Característica de CAF**

El desplazamiento central de la curva del detector de FM es de 7 kHz valor típico, para señales de entrada de FI que estén dentro del margen de $V_{15\text{-}16} = 30$ $\mu$V a 1 mV.

Obsérvese que, debido a la tolerancia de las características del TCA420A para $V_P = 15$ V, la componente c.c. en la salida de CAF en las patillas 5-6 puede tener cualquier valor comprendido entre +350 mV y −350 mV para 10,7 MHz; en la práctica, esto puede ser corregido por medio de un potenciómetro exterior $R5$.

**Supresión de respuesta lateral**

Después del ajuste de la tensión de conmutación del decodificador ($V_{10\text{-}16}$) al nivel necesario por medio de $R1$ (fig. 1), el nivel de supresión de respuesta lateral puede ser ajustado mediante $R4$. Un valor típico es una supresión de 10 dB de las señales de entrada inferiores a 40 $\mu$V.

# TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE PXE PARA SONIDOS Y ULTRASONIDOS

*Se describen en este artículo las principales características y aplicaciones de los transductores cerámico-piezoeléctricos para ultrasonidos, poniendo de manifiesto las ventajas e inconvenientes de su empleo en equipos de control y vigilancia.*

## 1. GENERALIDADES

Los materiales de cerámica piezoeléctricos poseen todas las cualidades precisas para servir como transductores neumáticos para sonidos y ultrasonidos de montaje tan seguro, que funcionarán satisfactoriamente, aún en condiciones atmosféricas desfavorables. Tales transductores pueden usarse tanto como generadores como receptores de ultrasonidos. Tienen numerosas aplicaciones, no solamente porque los ultrasonidos están más allá del límite superior de frecuencia perceptible por el oído humano (lo cual es interesante en dispositivos de alarma contra robo) sino también debido a que operan con longitudes de onda corta, de unos pocos milímetros. Esto significa que pueden producirse haces ultrasonoros direccionales con transductores muy pequeños.

Los transductores sonoros para las más bajas frecuencias (dentro de los límites de audición) son usualmente más pequeños que la longitud de onda del sonido para el cual son usados, de modo que tienen un diagrama de radiación esférico. Para frecuencias más elevadas la longitud de onda es menor que el tamaño del transductor. En estas condiciones el transductor asume características de directividad acusadas. Así mismo, a medida que la frecuencia aumenta los efectos de refracción y difracción del haz sonoro por los obstáculos se hacen cada vez más y más pequeños, hasta que, finalmente el sonido es radiado casi según una línea recta, casi como la luz. La analogía aún continúa: análogamente a las señales luminosas en las instalaciones de haces luminosos, las señales sonoras recibidas y detectadas pueden usarse para control y contaje. Mientras que los transductores utilizados en el campo de los sonidos audibles tienen a menudo un ancho de banda grande, los transductores resonantes usados en las aplicaciones de los ultrasonidos deben tener un ancho de banda relativamente estrecho.

Una instalación de ultrasonidos operando con un emisor y un receptor separados precisa de un generador de corriente alterna (con un amplificador de potencia, si es preciso) y un amplificador de micrófono. El generador de corriente alterna debe poder producir la frecuencia requerida por el transmisor, la cual es lograda por medio de un oscilador graduable o un apropiado montaje de realimentación.

## 2. APLICACIONES

Aplicaciones importantes de los transductores neumáticos de ultrasonidos son, por ejemplo, el control a distancia de proyectores de diapositivas y receptores de televisión. Comparados con los sistemas de radiocontrol, los sistemas de ultrasonidos tienen la ventaja de que no producen radiación electromagnética y por tanto no pueden jamás interferir con las instalaciones radiocontroladas próximas u otros equipos sensibles de radio.

El control por ultrasonidos de un proyector de diapositivas requiere cuatro canales (frecuencias) a saber: una para el desplazamiento hacia adelante y otra para el desplazamiento hacia atrás de las diapositivas y dos para el enfoque (para los circuitos véase las secciones 5.2 y 6.3). Un receptor de televisión en color precisa hasta quince canales para un control a distancia, o sea, aumento de volumen, disminución de volumen, más color, menos color, aumento de luminosidad, disminución de luminosidad, hasta ocho para elegir el canal y conectar o desconectar el receptor. El alcance de este sistema de control a distancia es corrientemente de 10 metros, pero en algunos casos su eficacia está limitada por las paredes circundantes de modo que es poco probable que un generador de ultrasonido que trabaja en un espacio cerrado perturbe a los receptores situados al otro lado de las paredes de dicho espacio. Un requisito adicional es que el tamaño, así como el consumo de potencia de un emisor de ultrasonidos alimentado por bateria deben mantenerse al mínimo posible.

Otra aplicación interesante es la instalación de un haz sonoro como el empleado en los sistemas de alarma contra robo (para los circuitos ver la sección 6.2). Para lograr la acción directiva requerida, es corriente que las instalaciones del haz sonoro funcionen con frecuencia elevada. El receptor del sonido (micrófono) y el transmisor deben montarse uno delante de otro, o uno al lado de otro si se dispone de un reflector sonoro apropiado. Como los ultrasonidos pueden ser conducidos por medio de tubos estrechos curvados puede llegarse así a puntos que de otro modo serían inaccesibles. Cualquier objeto cuya presencia pueda interrumpir o perturbar el haz sonoro será detectado, incluso los transparentes para los cuales las instalaciones de haces luminosos son ineficaces. Las dimensiones de los objetos detectados debe de ser grande comparado con la longitud de onda del ultrasonido empleado. Otra ventaja sobre las instalaciones de haces luminosos es que a las instalaciones de haces sonoros se las puede dar una estructura muy robusta, lo que las hace insensibles a la suciedad y al polvo. La fiabilidad es mucho mayor debido a la ausencia de una lámpara incandescente y, finalmente, es absolutamente necesario para los sistemas de alarma contra robo que el haz empleado sea invisible.

En su forma más simple, la instalación de ultrasonidos consta de un amplificador y dos transductores de ultrasonidos que están acoplados acústicamente y forman un sistema auto-resonante con el amplificador (para los circuitos ver la sección 6.1). Tan pronto como el acoplamiento entre los dos transductores se altera, el sistema completo deja de oscilar. La tensión de la corriente alterna rectificada puede ser utilizada para encender una bombilla, activar un relé o disparar un tiristor.

Los transductores con un gran ancho de banda permiten la modulación del haz de ultrasonidos y las instalaciones de esta naturaleza están caracterizadas por su insensibilidad o interferencias de ruido. Además, los haces ultrasonoros modulados pueden emplearse para control a distancia: pruebas experimentales han dado resultados satisfactorios a distancias de más de diez metros. El haz ultrasonoro puede también modularse por la palabra, lo que permite el empleo de transductores en sistemas de intercomunicaciones, el cual puede ser excepcionalmente útil en ambientes ruidosos.

Empleando el efecto Doppler, los ultrasonidos pueden ser utilizados para la medida de velocidad. Si el haz sonoro que procede del emisor choca con un objeto reflector móvil, el receptor registrará un desplazamiento de frecuencia directamente proporcional a la velocidad. Si solamente se necesita acusar la presencia de personas ú objetos en movimiento (por ejemplo, sistemas de alarma contra robo) el equipo sólo debe responder al desplazamiento de frecuencia, sin indicar su valor (detectores de movimiento, véase la sección 6.2). En tales casos el emisor y el receptor están generalmente en la misma caja.

Otras aplicaciones interesantes son localización de fugas en vasijas de vacío o de presión y localización de descargas en corona. Entrada y salida de gases y descargas eléctricas, producen ultrasonidos que pueden convertirse en una señal eléctrica por medio de un transductor ultrasónico, o pueden hacerse audibles previa modificación de su frecuencia. Un circuito diseñado para una instalación de este tipo es el descrito en la sección 6.4.

Transductores de banda ancha son también muy apropiados para operar con impulsos. Pueden medirse distancias por medio del método del impulso-eco, por ejemplo, niveles en depósitos y silos. El ultrasonido proporciona un medio excelente para medir la velocidad del viento con indicación remota. Si un haz ultrasonoro pasa a través de aire en movimiento, la velocidad del sonido aumenta o disminuye según sea el sentido del viento. El desplazamiento de fase (a mayor velocidad del viento, mayor desplazamiento de frecuencia) entre el emisor y el receptor proporciona una medida de la velocidad del viento. El mismo principio puede ser aplicado para medir corrientes de gases o de líquidos. En varias aplicaciones debe tenerse en cuenta la dependencia de frecuencia de la difracción y de la absorción. Por ejemplo, si la longitud de onda del sonido y el tamaño del objeto que ha de ser localizado son aproximadamente iguales, el sonido difractado dentro del "área de sombra" puede impedir su localización. En estos casos es conveniente trabajar con frecuencias más elevadas. Por otra parte, la absorción de los ultrasonidos por el aire aumenta rápidamente con la frecuencia. Para fines prácticos se usan distancias

de valor medio. Estas son las distancias para las cuales la presión del sonido ha disminuido un 50%. Las distancias de valor medio dadas en la tabla 1 son útiles para proyectos prácticos.

Estas distancias de valor medio dependen de la humedad, temperatura y polución del aire. Además de esta reducción del alcance de los ultrasónidos al aumentar la frecuencia, debe tenerse en cuenta que la presión del sonido también se reduce debido a las dimensiones más pequeñas requeridas por el transductor sonoro.

**Tabla 1. Distancias de valor medio para proyectos prácticos**

| frecuencia (kHz) | distancia valor medio (metros) |
|---|---|
| 20 | 10 |
| 50 | 3 |
| 100 | 2 |

## 3. CONSTRUCCION Y CARACTERISTICAS DE LOS TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE ULTRASONIDOS

Resonadores por flexión de delgados discos metálicos, movidos por discos encolados PXE y placas flexibles bimorfas PXE 5, son dispositivos excelentes para la producción y recepción de ultrasonidos. La razón principal para ello es quepuedenser bien emparejados para la baja impedancia acústica del aire. Como consecuencia se obtiene un relativamente alto rendimiento electroacústico (alrededor del 10%).

Consideramos en primer lugar los transductores de discos metálicos y los transductores de diafragma y después el transductor 36 kHz de placa bimorfa especial cuadrada.

### 3.1. Transductores de diafragma y disco metálico

La figura 1 muestra algunos transductores neumáticos de ultrasonidos radialmente simétricos y sus modos respectivos de vibración. En cada caso el disco PXE está unido a una placa metálica de manera que el conjunto formado flexione durante el funcionamiento en la forma indicada por las líneas de trazos. Si la frecuencia de resonancia (mecánica) de este resonador corresponde a la frecuencia de la tensión aplicada, la amplitud de la flexión y, por tanto, la radiación ultrasonora en el aire ambiente, son máximas.

Sin ulterior precaución, el resonador representado en la figura 1*a* producirá amplitudes en fases opuestas simultáneas las cuales suprimen parcialmente las ondas sonoras radiadas, con el inevitable resultado de una muy baja emisión acústica. Sin embargo, si las áreas exteriores del resonador se blindan hasta el círculo nodal de vibración por medio de un material elástico absorbente del sonido (tal como el corcho o goma-espuma), que puede actuar como el elemento de montaje al propio tiempo, solamente el área central del resonador radiará sonido. (Alternativamente, el área central puede estar blindada). Un inconveniente de este tipo simple de transductores ultrasonoros es su montaje abierto el cual no es apropiado para ser usado en ambientes húmedos y polvorientos.

Aunque el transductor representado en la figura 1*b* tiene un rendimiento elevado, es nuevamente montaje abierto por lo que es inapropiado para atmósferas húmedas y polvorientas. Sin embargo, los tipos de dia-

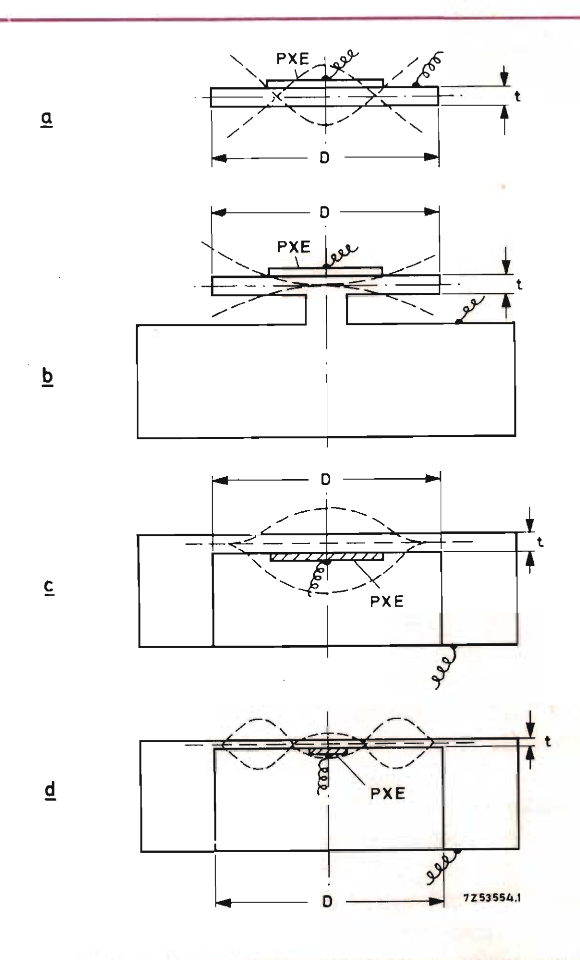



Figura 1. Cuatro tipos diferentes de transductores ultrasonoros de simetría radial. (*a*) Construcción abierta, variación antinodo en el centro; (*b*) Construcción abierta, variación nodo en el centro; (*c*) Construcción cerrada, resonancia fundamental; (*d*) Construcción cerrada, primer armónico.

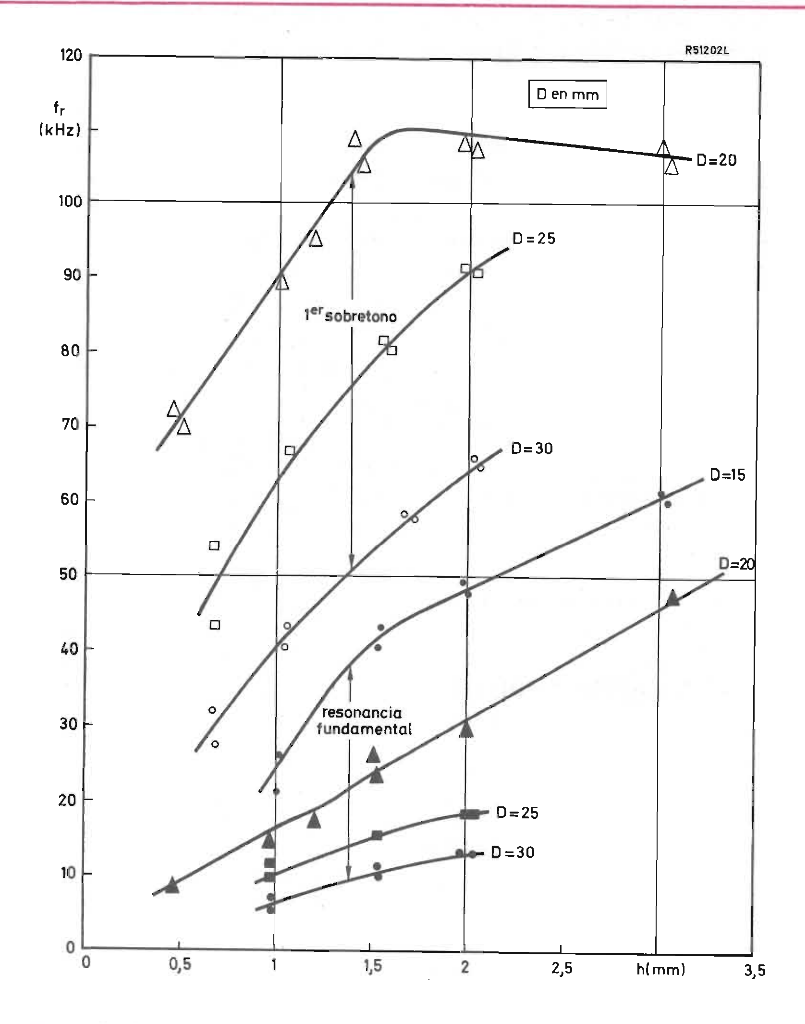



Figura 2. Frecuencia de resonancia $f_s$ de transductores de ultrasonidos (discos PXE5, diámetro 10 mm, espesor 1 mm). El parámetro $D$ es el diámetro de la membrana.

fragma que muestran las figuras 1*c* y 1*d*, donde el resonador está apoyado por el borde, pueden adoptar una construcción cerrada muy robusta y altamente resistente al polvo y a la humedad. Una ventaja adicional es la posibilidad que ofrecen de cambiar fácilmente la frecuencia de resonancia (mecánica) mediante tratamiento mecánico. El tipo representado en la figura 1*c* funciona satisfactoriamente para altas frecuencias ($\geqslant$ 40 kHz) y tiene buenas características respecto a directividad y formación de haces (gran relación entre el diámetro de la membrana y la longitud de onda ultrasonora en el aire). Para los transductores de las figuras 1*a* y 1*b*, el diámetro del disco PXE no es crítico. Sin embargo, para los tipos de las figuras 1*c* y 1*d*, el diámetro del disco PXE no deberá ser mayor que 0,35 $D$ y 0,25 $D$ respectivamente, siendo $D$ el diámetro del diafragma metálico.

La frecuencia resonante mecánica $f_{sn}$ de los elementos de flexión descritos puede ser dada aproximadamente por la expresión:

$$f_{sn} = k_n \frac{h}{D^2}, \qquad (1)$$

en la que $h$ es el espesor y $D$ es el diámetro del disco metálico o diafragma y $k_n$ es una constante del material que depende del montaje y del modo de vibración ($n$ indica el orden del armónico).

Para un diafragma de aluminio o acero fijado por el borde, no unido al disco PXE, $k$ tiene los siguientes valores (teóricos):

resonancia fundamental (fig. 1*c*), $k_0 = 10^4$ Hz.m,
primer armónico (fig. 1*d*), $k_1 = 4.10^4$ Hz.m.

Sin embargo, el disco PXE también influye en la frecuencia de resonancia (mecánica) con el resultado de que los valores anteriores no son generalmente muy exactos; es mejor medir la frecuencia de resonancia real.

Las curvas de la figura 2 muestran los resultados de cierto número de medidas llevadas a cabo con discos de aluminio de distinto tamaño. Todos los discos fueron fijados por el borde (fig. 1*c* y 1*d*) y un disco de PXE5 (diámetro 10 mm, 1 mm de grueso) se pegó en el centro de cada uno.

### 3.2. Directividad y presión del sonido

Si un transductor de flexión ha de funcionar como emisor, es esencial conocer la directividad del sonido radiado. (Así mismo, es necesario conocer la característica direccional cuando se usa como micrófono). Para el llamado "campo lejano", o sea, distancia $> D^2/2\,\lambda$, esta directividad depende del diámetro $D$ del área radiante, la distribución de la amplitud de vibración en dicha área y la longitud de onda $\lambda$ en el aire (fig. 3). Para casos en los cuales $\lambda < D$, el ángulo total, $\alpha$, del haz de sonido principal dirigido a lo largo del eje de simetría puede ser calculado con precisión a partir de $D$ y $\lambda$ solamente

$$\text{sen}\,\alpha/2 \approx \lambda/D \approx \frac{v}{Df}, \qquad (3.2)$$

en la que $v$ es la velocidad del sonido en el aire ($v = 344$ m/s a 20°C) y $f$ es la frecuencia de trabajo. Si $\lambda \ll D$, se obtiene un haz estrecho y buena directividad.

Al mismo tiempo se produce cierto número de lóbulos. La relación anterior no es aplicable si $\lambda \geqslant D$, debido a que la característica direccional adopta entonces una forma esférica. La forma de haz puede lograrse también por medio de un reflector acústico cóncavo. En este caso el diámetro del reflector debe ser mucho mayor que la longitud de onda.

En general se requiere un haz sonoro estrecho debido a que se reducen las interferencias y hay menos posibilidad de acoplamientos no deseados, por ejemplo, por la reflexión de los objetos fuera del haz principal. Por otra parte, un haz estrecho puede ser desviado de su recorrido original entre emisor y receptor por la influencia de turbulencia. Cuando más estrecho es el haz y mayor es la distancia, más significativa es dicha posible desviación.

La relación entre la presión del sonido en un punto dado en el aire ambiente y la energía eléctrica de entrada depende del rendimiento electroacústico del transductor y de su característica direccional. Para el transductor que se describe, la presión del sonido a lo largo del eje de simetría, $p_a$, está dada por

$$p_a = p_0 \frac{\sqrt{P}}{l}, \qquad (3.3)$$

en la que $P$ es la energía eléctrica de entrada del transductor, $l$ es la distancia desde el transductor y $p_0$ es una constante (la presión sonora para una entrada de 1 W y a una distancia de 1 m). Experimentalmente se encontró que los armónicos (fig. 1d) que se producen en haces más estrechos, dan generalmente mejores resultados (mayor $p_0$) que la resonancia fundamental.

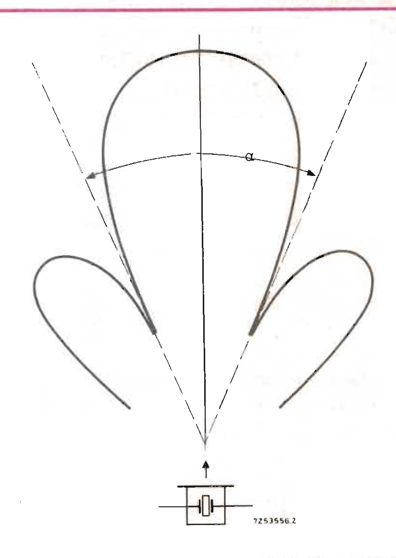



Figura 3. Característica direccional de un transductor de ultrasonidos.

## 4. DISEÑO Y CARACTERISTICAS DE UN TRANSDUCTOR NEUMATICO DE ULTRASONIDOS DE 36 kHz

La figura 4 muestra un transductor neumático de ultrasonidos para una frecuencia de unos 36 kHz formado por un elemento bimorfo de flexión PXE cuadrado (8 mm por 8 mm y un espesor de 0,6 mm), cuyas caras están recubiertas por una delgada película de plata. Una placa metálica especialmente diseñada en la parte superior mantiene centrado el elemento PXE entre dos bordes opuestos y una placa análoga en la inferior (girada 90° con respecto a la superior) hace lo mismo con los otros dos bordes opuestos. Ambas placas metálicas sirven también como contactos eléctricos. La parte central del elemento PXE vibra en contrafase con los bordes, de manera que, sin otra precaución, se cancelará cierta parte del ultrasonido radiado, lo cual resultará

en un rendimiento muy bajo. Esto se remedia protegiendo la parte central del elemento PXE con una placa metálica que evite la radiación directa desde allí. Como resultado secundario se produce al propio tiempo la conversión de fase del sonido que sale lateralmente, de modo que se refuerza así la radiación de las esquinas del elemento cuadrado forzada.

Los elementos flexibles bimorfos basados en el principio anterior presentan un factor de acoplamiento y una sensibilidad mayor que los otros tipos en los que el elemento PXE está pegado a un diafragma o placa de metal.

La figura 5 muestra que el transductor de ultrasonidos tiene una frecuencia de resonancia específica. El comportamiento eléctrico del transductor puede ser explicado convenientemente por medio del circuito equivalente representado en la figura 6.

Hay dos frecuencias características:

– la frecuencia de resonancia en serie $f_s$ = 36,5 kHz, para la cual la admitancia del transductor tiene una máxima:

$$|Y_s| \approx 3{,}3\cdot10^{-3}\ S \mathrel{\hat{=}} |Z_s| \approx 300\Omega\ (|Z| = \text{impedancia})$$

– la frecuencia de resonancia en paralelo $f_p$ = 39 kHz, para la cual la admitancia del transductor tiene una mínima:

$$|Y_p| \approx 6\cdot10^{-5}\ S \mathrel{\hat{=}} |Z_p| \approx 15\ \text{k}\Omega.$$

Las características del transductor dependen en gran medida de la carga eléctrica, para la cual en principio asignamos un valor real $R$.

Esta resistencia puede ser considerada como la resistencia de entrada a un amplificador de micrófono, o la resistencia interna de un generador transmisor, ya que la característica de las dos condiciones de trabajo no difieren mucho. Cuando no hay carga eléctrica efectiva ($R \ll |Z_s|$ o $R \gg |Z_p|$), el transductor tiene un factor de calidad aproximadamente igual a 60, lo cual significa un ancho de banda 3 dB de unos 0,6 kHz.

La figura 7 muestra la variación de la frecuencia de respuesta máxima $f_M$ en función de $R$, la resistencia eléctrica. La frecuencia de respuesta máxima es la frecuencia para la cual la sensibilidad del micrófono o la presión del sonido del emisor alcanza su máximo. La figura 8 muestra el ancho de banda de manera análoga. Nótese que $f_M$ se desplaza de $f_s$ a $f_p$ al aumentar la carga, mientras que para $R$ = 2 kΩ se establece un ancho de banda máximo de unos 3 kHz. El correspondiente valor $f_M$ está situado hacia la mitad entre $f_s$ y $f_p$.

La tensión $V$ y la potencia eléctrica de salida $P$, pro-

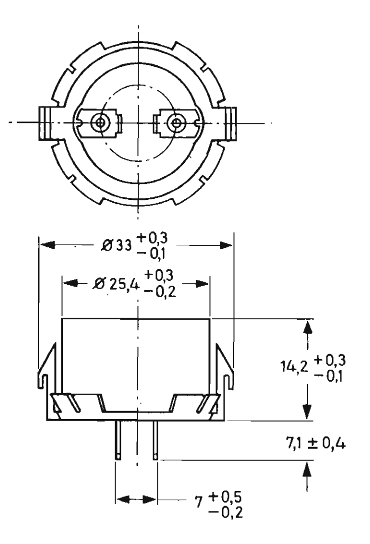



Figura 4. Construcción de un transductor neumático de ultrasonidos de 36 kHz.

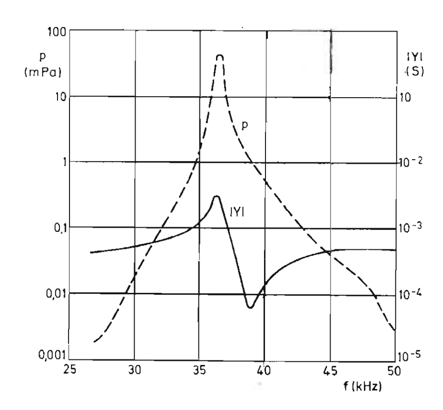



Figura 5. Admitancia $|Y| = |I/V|$ y presión sonora $p$ a una distancia de 1 m, en función de la frecuencia para el transductor de fig. 4 ($V$ = 0, 1 $V_{ef}$).

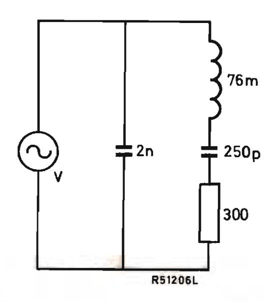



Figura 6. Circuito equivalente del transductor.

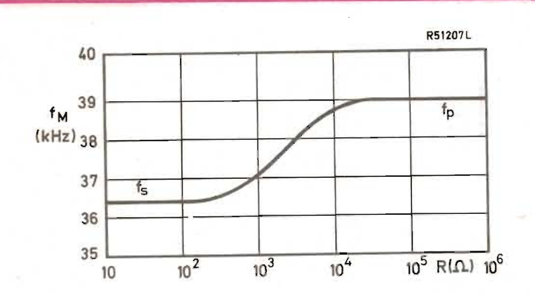



Figura 7. Frecuencia de respuesta máxima $f_M$ del transductor en función de la resistencia $R$.

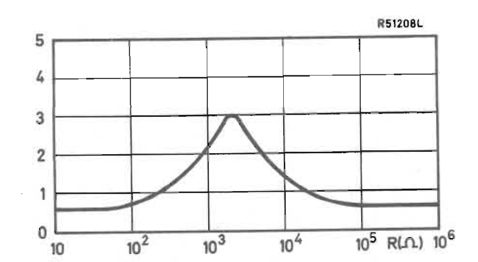



Figura 8. Ancho de banda del transductor en función de la resistencia $R$.

ducida cuando el transductor está funcionando como un receptor (presión sonora 0,1 $P_a$) puede verse en la fig. 9. La relación entre la potencia eléctrica de salida y la resistencia de carga $R$ contiene una indicación clara de que en la serie de valores $R$ de 100 Ω hasta 50 kΩ el rendimiento permanece prácticamente constante. Lo mismo es aplicable cuando el transductor funciona como transmisor de sonido.

La figura 10 muestra la presión sonora obtenida a una distancia de 1 m para $V = 0{,}1\ V_{ef}$. Debe notarse que durante la transmisión la presión sonora no disminuye sólo en $1/l$ (siendo $l$ la distancia), sino que además se amortigua en 1,4 dB/m debido a la absorción por el aire (distancia media ≈ 4 m). Además al variar el consumo de potencia, cambian también algunos otros valores. Por ejemplo, los valores de la tabla 2 se han obtenido para $R = 0$ y $V = 0{,}1\ V_{ef.}$ y $3\ V_{ef.}$

El ancho de banda del transductor puede ampliarse considerablemente si, aparte de la resistencia de carga $R$, se conecta una inductancia de unos 7 mH en paralelo ($L_{par}$) o en serie ($L_{ser}$) con el transductor (fig. 11). Este valor difiere ligeramente del calculado porque aquí se ha tenido en cuenta el efecto acústico de la placa de cubierta. Una curva de respuesta plana se obtiene eligiendo una resistencia de carga de 390 Ω (bobina en serie) ó 10 kΩ (bobina en paralelo).

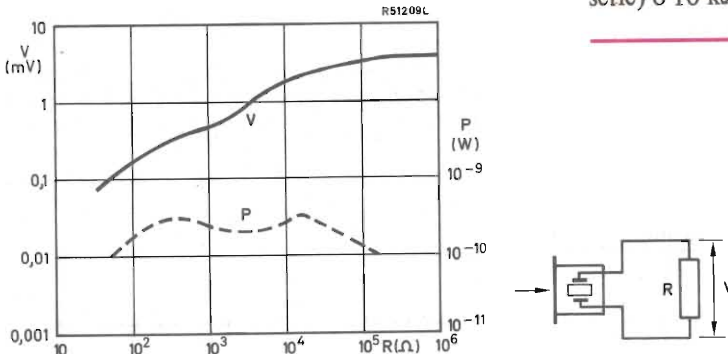
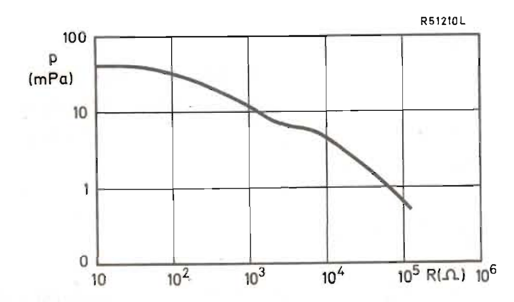



Figura 9. Tensión producida $V$ y potencia $P$ del transductor a la frecuencia $f_M$ operando como receptor, en función de la resistencia de carga, a una presión sonora de $p = 0{,}1$ Pa.



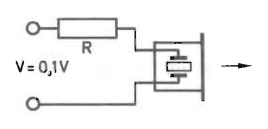
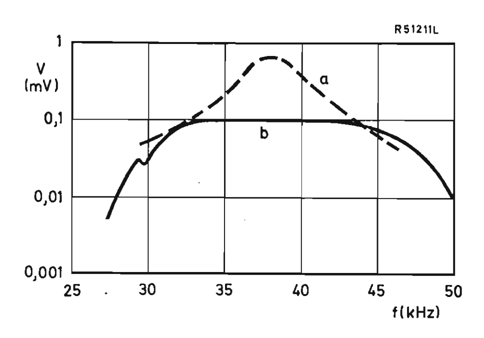




Figura 10. Presión sonora de salida $p$ del transductor a la frecuencia $f_M$ operando como emisor, en función de la resistencia de generador $R$ ($V = 0{,}1\ V_{ef}$, distancia 1 m).



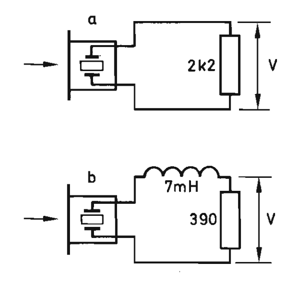




Figura 11. Tensión $V$ generada del transductor funcionando como receptor, en función de la frecuencia y a la presión sonora de $p$ = 0,1 Pa ($a$) Con una resistencia de carga de 2,2 kΩ; ($b$) Con una inductancia en serie de 7 mH y una resistencia de carga de 390 Ω.

En tanto que la sensibilidad de un microfóno transductor con una inductancia en serie ($R$ = 390 Ω) es aproximadamente de 1 mV/Pa ó 5 mV/Pa con una inductancia en paralelo ($R$ = 10 kΩ) la presión sonora a una distancia de 1 m producida por un transmisor para $V$ = 0,1 $V_{ef.}$ es de 0,007 Pa para conexión en serie y 0,002 para conexión en paralelo. De lo indicado se deduce que al diseñar los circuitos electrónicos asociados con estos transductores, deben tenerse en cuenta las impedancias de entrada y de salida. La figura 12 muestra la característica de directividad de un transductor neumático de 36 kHz.

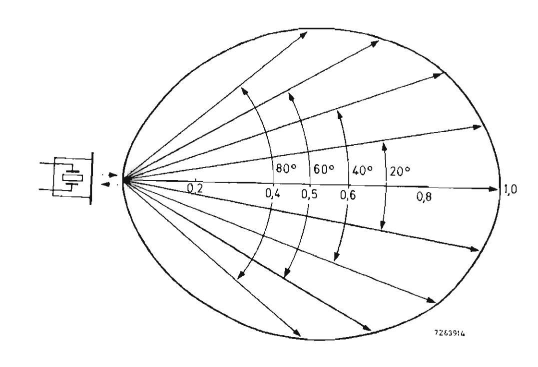



Figura 12. Característica direccional de un transductor trabajando como emisor y como receptor. La presión sonora relativa (emisión) y la sensibilidad relativa (receptor) están representadas en una escala lineal.

**Tabla 2. Valores característicos para un transductor neumático de 36 kHz (emisor) para diferentes versiones de funcionamiento.**

| parámetro | unidad | $V$ = 0,1 V ef. | $V$ = 3 V ef. |
|---|---|---|---|
| $f_s$ | kHz | 36,5 | 36 |
| $\Delta f$ (3 dB) | kHz | 0,6 | 1,5 |
| $\lvert Z_s \rvert$ | Ω | 300 | 600 |
| presión sonora $p$ (1 m distancia) | Pa | 0,04 | 0,5 |

## 5. CIRCUITOS TRANSMISORES PARA TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE ULTRASONIDOS DE 36 kHz

Hay dos tipos diferentes de circuitos transmisores. En un circuito simple, generalmente adecuado para una sola frecuencia (canal), el mismo transductor es el elemento gobernante de la frecuencia. En este caso la frecuencia está limitada al margen comprendido entre la frecuencia resonante en serie y la frecuencia resonante en paralelo. La transmisión de un rango de frecuencia más amplio, por ejemplo para control a distancia multicanal, se requiere un oscilador separado cuya frecuencia no esté afectada por el transductor. Ambos sistemas serán discutidos con detalle en las secciones siguientes.

### 5.1. Transmisor de un solo canal

La figura 13 muestra el esquema del circuito de un oscilador con transformador de realimentación en el cual el transductor neumático está conectado en un circuito puente. Este método asegura una operación fiable a una

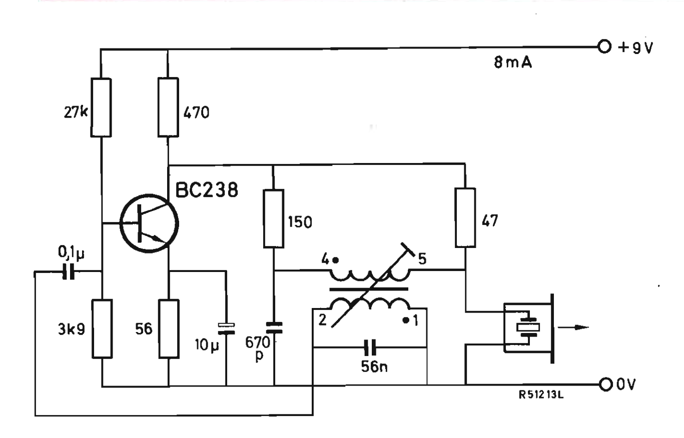



Figura 13. Un transmisor de un canal con realimentación.

| | | |
|---|---|---|
| transformador | | bobinas Lilliput |
| núcleo de ferroxcube 3B | | 3122 104 91460 |
| ajuste de ferroxcube 3B | | 4322 020 32250 |
| formita | | 4312 021 29670 |
| inductancia | $L_{1-2}$ | ≈ 180 µH; |
| devanados | $N_{1-2}$ | 120 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,14 mm de diámetro |
| | $N_{4-5}$ | 60 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,14 mm de diámetro |

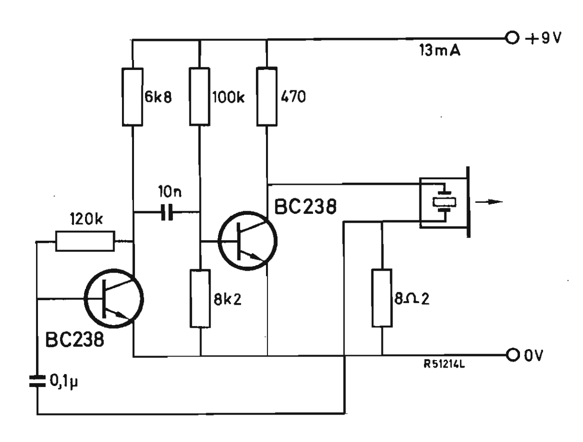



Figura 14. Un transmisor de un solo canal sin bobina.

frecuencia óptima, incluso si hay una dispersión considerable en las características del transductor. El circuito puente está sintonizado por una presión sonora máxima, lo cual implica que la frecuencia sea entonces de unos 36,5 kHz. A una distancia de 1 m la presión del sonido es así de 0,45 Pa aproximadamente.

La figura 14 muestra un circuito en el que el oscilador opera sin bobina. Este dispositivo produce una presión sonora de unos 0,5 Pa a 36 kHz a una distancia de 1 m. La frecuencia de funcionamiento puede aumentarse hasta unos 39 kHz, o sea, la frecuencia resonante en paralelo del transductor, por medio del circuito multi-

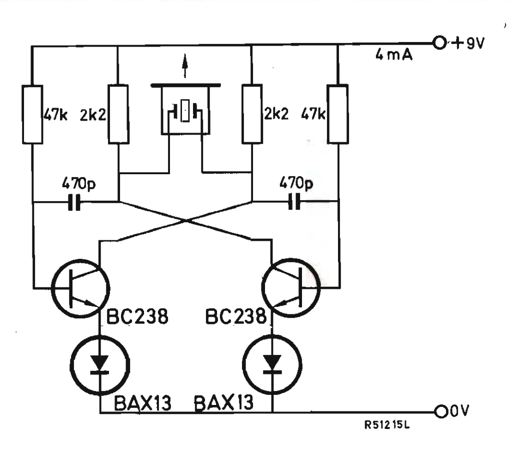



Figura 15. Transmisor sin bobina, circuito multivibrador.

vibrador representado en la figura 15 (también sin bobina). La presión del sonido a una distancia de 1 m es entonces 0,35 Pa.

Los diodos en los circuitos del emisor de los transistores suprimen los picos de tensión inversa que se producen entre base y emisor. Estos picos pueden sobrepasar el máximo valor tolerable de 5 V para los tipos de transmisor empleados aquí y al mismo tiempo dan lugar a fluctuaciones de frecuencia. Para tensiones de alimentación menores no hay necesidad de tales diodos.

### 5.2. Transmisor de cuatro canales

Se necesita un transmisor de cuatro canales para el control a distancia de un proyector de diapositivas. La figura 16 muestra un montaje para cuatro canales en el que la frecuencia no está gobernada por el transductor, sino por medio de un circuito *LC* convencional. El transductor descrito en la sección 4 produce una presión de sonido 0,8 Pa a la distancia de 1 m. La capacidad del oscilador puede aumentarse agregando más canales, pero estos deben estar en el margen comprendido entre 33 kHz y 45 kHz.

## 6. CIRCUITOS RECEPTORES PARA TRANSDUCTORES NEUMATICOS DE ULTRASONIDOS DE 36 kHz

En las secciones siguientes se describen tres circuitos de demostración (instalaciones para haces ultrasonoros y detector de movimiento basado en el efecto Doppler) apropiados para diferentes fines y pueden adaptarse para cualquier función requerida haciendo pequeños cambios.

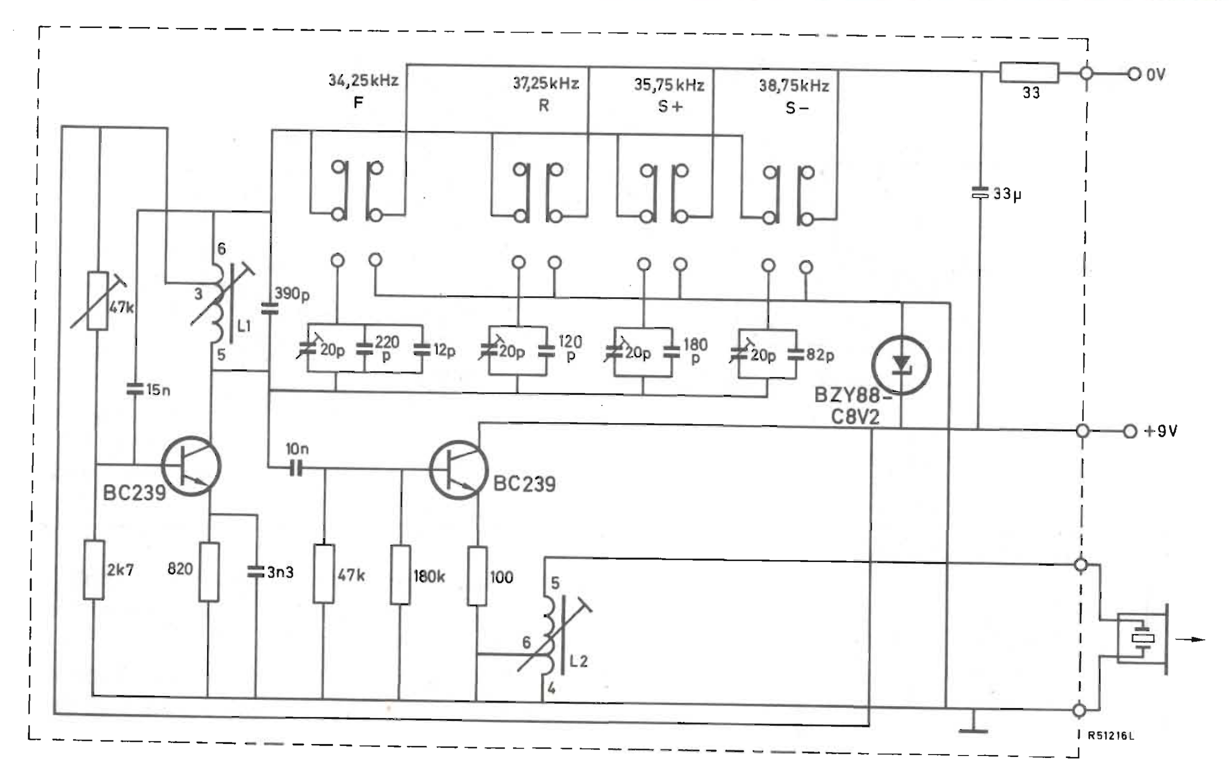



Figura 16. Transmisor para cuatro canales (para control a distancia de un proyector de diapositivas). Las funciones están simbolizadas del siguiente modo:
$F$ = hacia adelante, $R$ = hacia atrás: $S^+$ = enfoque positivo, $S^-$ = enfoque negativo.
Inductancia: $L_{1,5\text{-}3}$ = 35 mH, $L_{1,3\text{-}6}$ = 70 mH
$L_{2,5\text{-}6}$ = 5,1 mH, $L_{2,6\text{-}4}$ = 480 μH
Bobinas: $N_{1,5\text{-}3}$ = 1150 espiras, $N_{1,3\text{-}6}$ = 55 espiras
(ambas de hilo de cobre esmaltado de 0,06 mm de diámetro)
$N_{2,5\text{-}6}$ = 440 espiras, $N_{2,6\text{-}4}$ = 140 espiras
(ambas de hilo de cobre esmaltado de 0,01 mm de diámetro).

## 6.1. Instalaciones para haces ultrasonoros

La figura 17 muestra un receptor de ultrasonidos de una o dos etapas con un micrófono transductor $W_1$. La señal amplificada es rectificada, amplificada y hace que se encienda una lámpara piloto (puede usarse también un relé). Con el segundo transductor $W_2$ (línea de trazos), puede usarse el mismo circuito como generador de ultrasonidos trabajando en una disposición de realimentación acústica. En este caso los amplificadores de una o dos etapas pueden alcanzar distancias de 0,1 m y 5 m respectivamente.

Sin embargo se recomienda el empleo de un transmisor separado para mayores distancias puesto que entonces se tienen tiempos de respuestas más cortos (el transductor $W_2$ no es necesario). Un transmisor del tipo indicado en la figura 13, funcionando con un amplificador de micrófono de dos etapas puede cubrir una distancia de unos 10 m. El mismo montaje puede emplearse también para control a distancia de un sólo canal.

Mayor sensibilidad y, como consecuencia, mayor alcance se obtiene con el amplificador de tres etapas representado en la figura 18. Debido a la gran amplificación de tensión (alrededor de 100 dB), debe procurarse que no haya realimentación parásita, lo cual puede aumentar la oscilación. Un apropiado remedio puede lograrse conectando un condensador (⩽ 27 pF) entre la base y el colector del transistor en la etapa, de modo que la ganancia en esta etapa se reduzca considerablemente. Si la ganancia total no ha de ser muy elevada, también puede reducirse la ganancia de la etapa 3.

La resistencia de carga en serie con la lámpara o relé ha de tener un valor que no se exceda al máximo permitido para la corriente del colector del transistor de salida. La sensibilidad máxima está alrededor de 39 kHz (fre-

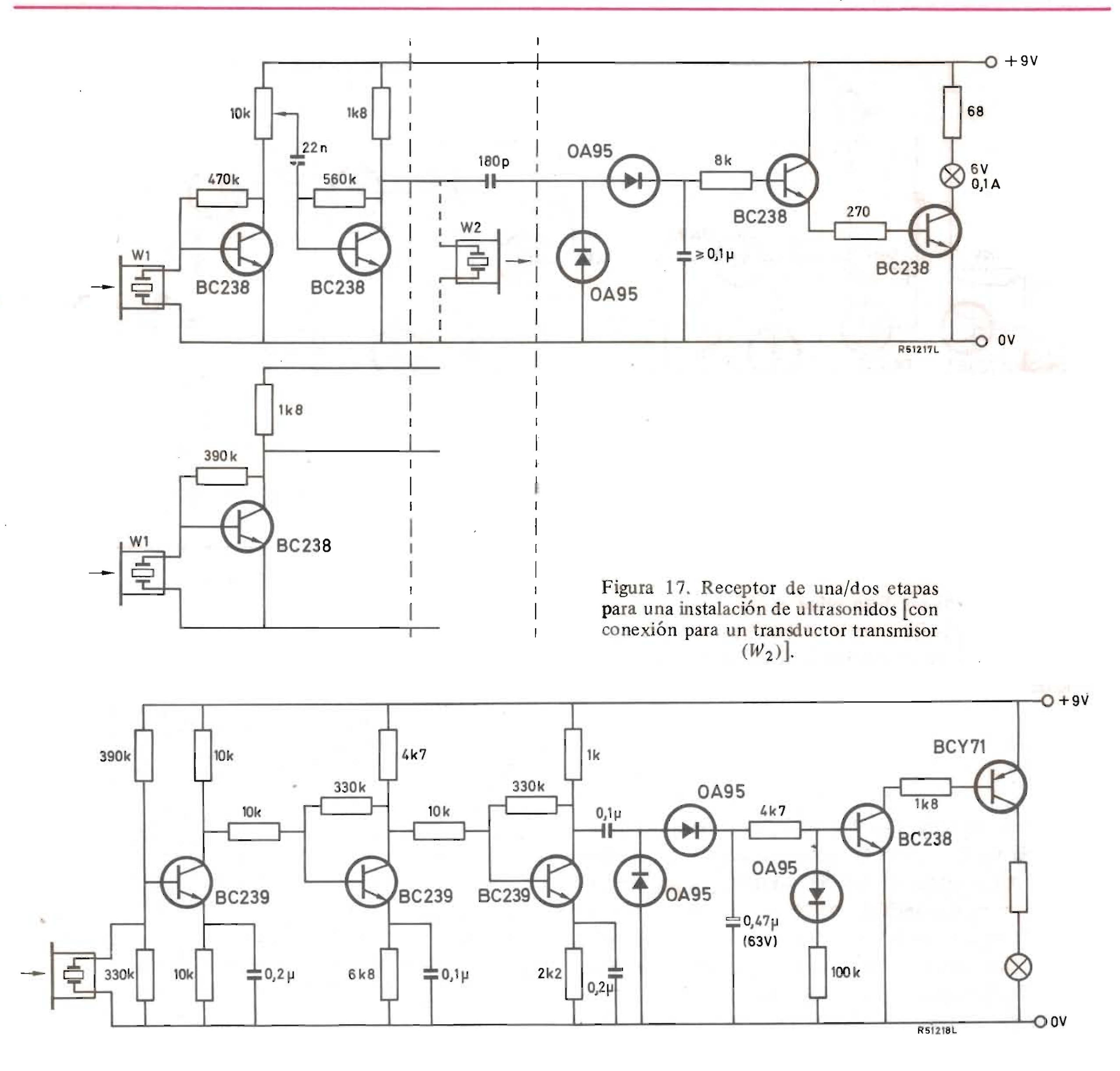



Figura 17. Receptor de una/dos etapas para una instalación de ultrasonidos [con conexión para un transductor transmisor ($W_2$)].

Figura 18. Un receptor de tres etapas.

cuencia resonante en paralelo del transductor). Por consiguiente, puede usarse ventajosamente en unión del circuito transmisor de la figura 15, el cual opera alrededor de la misma frecuencia.

## 6.2. Detector de movimiento basado en el efecto Doppler

Cualquier movimiento de un objeto que actúa como reflector de ultrasonidos da lugar a un desplazamiento de frecuencia de la onda reflejada (producido por el efecto Doppler), el cual está dado por la relación.

$$\Delta f = 2f\frac{v}{v_a}, \qquad (v \ll v_a) \tag{4}$$

en la que $\Delta f$ es el desplazamiento de frecuencia, $f$ es la frecuencia del ultrasonido generado, $v$ es la velocidad del objeto en movimiento (con respecto a la instalación emisora) y $v_a$ es la velocidad de propagación del sonido a través del aire libre. El objeto móvil recibe una señal cuya frecuencia está desplazada en $f\ (v/v_a)$ con respecto

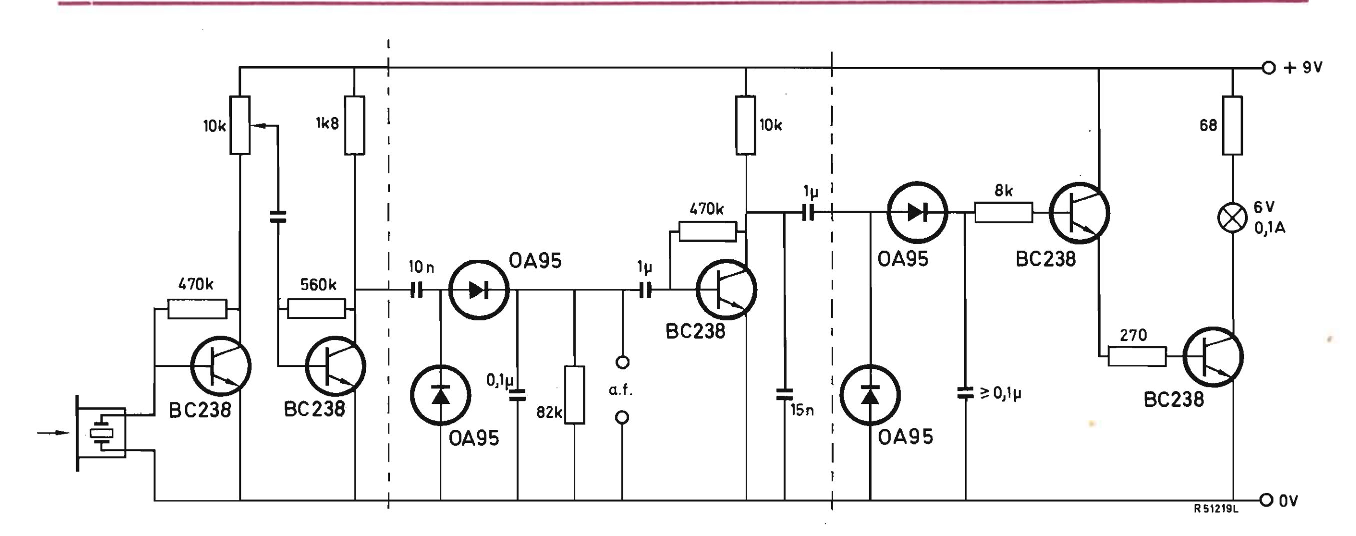



Figura 19. Detector de movimiento utilizado por ejemplo, en los sistemas de alarma contra robo y conmutadores de proximidad.

a la frecuencia inicial. Esta señal es reflejada al receptor y, nuevamente, la frecuencia se desplaza en $f\ (v/v_a)$, de manera que el desplazamiento total de frecuencia es doble del producido por el efecto Doppler.

*Ejemplo:*

Para $f$ = 36 kHz y $v$ = 1 m/s, el desplazamiento de frecuencia $\Delta f$ es de 215 Hz aproximadamente. La interferencia entre ondas ultrasonoras reflejadas por objetos inmóviles y en movimiento da lugar a una frecuencia de batido del mismo valor. Este cambio o desplazamiento debe ser detectado e indicado por el detector de movimiento. La indicación puede ser obtenida con un discriminador de frecuencias. El circuito de la figura 19 puede utilizarse para detectar señales de frecuencias comprendidas entre 5 Hz y 1 kHz. Estos valores corresponden a una velocidad de 0,02 m/s a 5 m/s. Por consiguiente, dicho circuito es eminentemente adecuado para ser utilizado en sistemas de alarma contra robo. El mismo principio puede ser empleado para un conmutador de proximidad controlado a distancia.

### 6.3. Receptor de ultrasonidos de cuatro canales

La figura 20, representa el circuito de un transductor de ultrasonidos de cuatro canales para control a distancia de un proyector de diapositivas, que, junto con el circuito transmisor de la figura 16, tiene un alcance de casi 10 m. Se pueden incorporar varios canales más.

Figura 20. (*a*) Receptor de cuatro canales con un circuito integrado TAA310A (para un proyector de diapositivas controlado a distancia); (*b*) Esquema de bobina para inductancia de entrada $L_1$; (*c*) Esquema de bobina para el transformador $L_2/L_3$; (*d*) Vista de la parte inferior de la formita.

| | |
|---|---|
| inductancia de entrada $L_1$ | bobina Lilliput |
| núcleo ferroxcube 3B | 3122 104 91460 |
| ajustador ferroxcube 3B | 4322 020 32250 |
| formita | 4312 021 29670 |
| caja | 3122 990 94130 |

$L_{1,\,3\text{-}5}$ = 7 mH

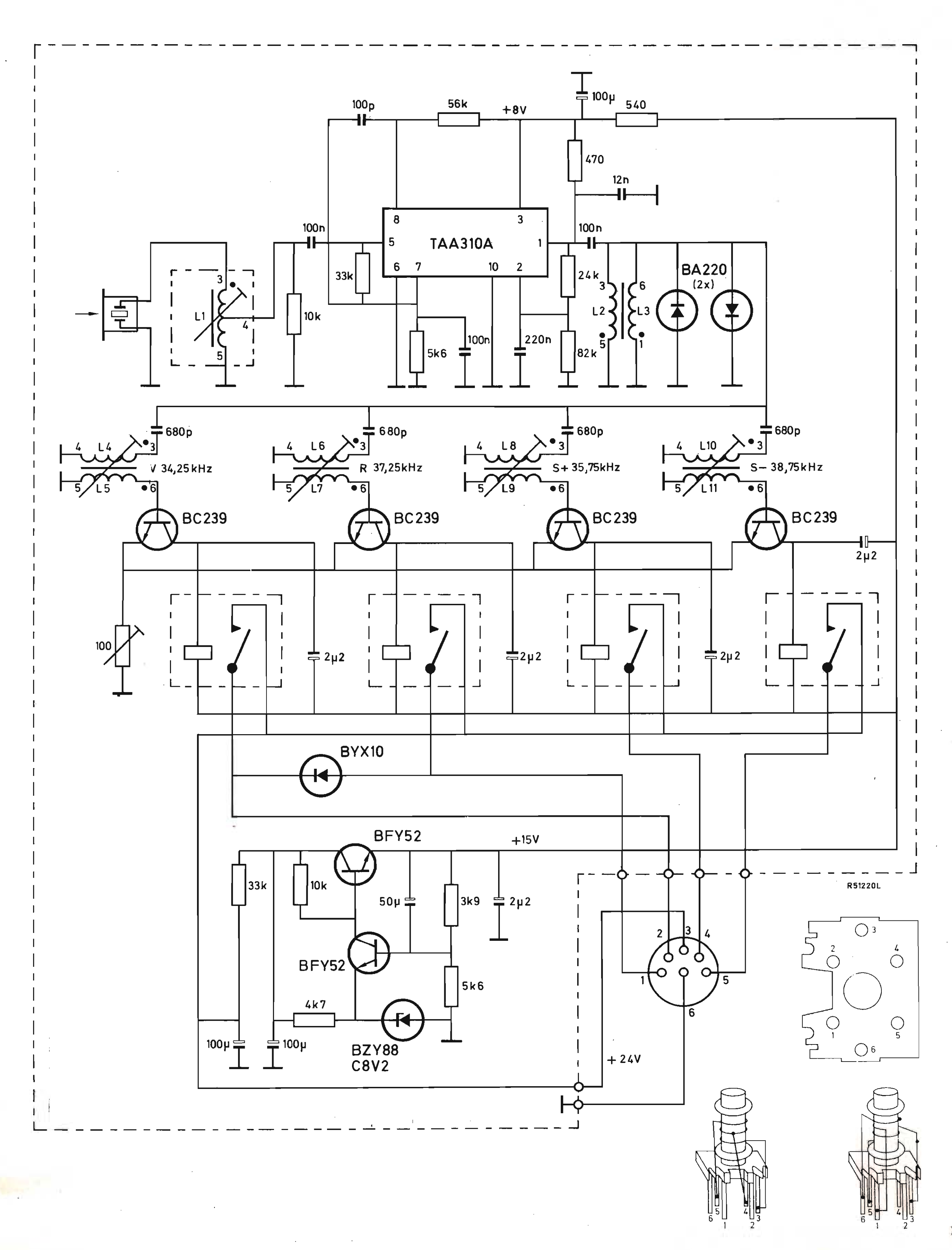
bobina $N_{1,\,3\text{-}5}$ = 480 espiras de hilo de cobre esmaltado de 0,01 mm de diámetro (derivación de 240 vueltas);
circuitos oscilador y transformador ($L_2$ a $L_{11}$).

| | |
|---|---|
| núcleo ferroxcube 3D3 | 4322 020 37030 |
| ajustador ferroxcube 3D3 | 4312 020 32150 |
| formita | 4312 021 29650 |

bobinas $N_2$ = 840 espiras, $N_3$ = 450 espiras } de hilo de cobre esmaltado de 0,09 mm de diámetro

$N_4$ = 1.000 espiras
$N_5$ = 65 espiras
$N_6$ = 920 espiras
$N_7$ = 56 espiras
$N_8$ = 960 espiras
$N_9$ = 60 espiras
$N_{10}$ = 885 espiras
$N_{11}$ = 56 espiras
} de hilo de cobre esmaltado de 0,01 mm de diámetro.

La resistencia de la bobina del relé de láminas de 12 V es de 1 kΩ aproximadamente.


100p
56k
+8V
100µ
540
470
12n
100n
TAA310A
8
3
5
1
6 7
10 2
33k
10k
L1
3
4
5
5k6
100n
220n
24k
82k
L2
L3
BA220
(2x)
680p
L4
L5
V 34,25kHz
L6
L7
R 37,25kHz
L8
L9
S+ 35,75kHz
L10
L11
S- 38,75kHz
BC239
BC239
BC239
BC239
2µ2
100
2µ2
2µ2
2µ2
BYX10
BFY52
+15V
33k
10k
50µ
3k9
2µ2
BFY52
5k6
4k7
100µ
100µ
BZY88
C8V2
+24V
R51220L

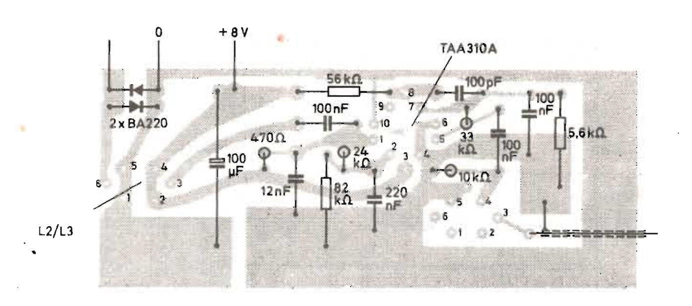



Figura 21. Disposición del TAA310A y de los componentes del amplificador de entrada en una placa de circuito impreso correspondiente al circuito de la figura 20.

En este circuito receptor se emplea un circuito integrado TAA310A como amplificador de baja frecuencia para las señales captadas por el micrófono de ultrasonidos.

En vez del resistor de carga recomendado de 1 kΩ, se conecta un transformador de relación 1:2 en paralelo con un resistor de unos 470 Ω, de modo que la salida del circuito pueda ahora ser cargado con 100 Ω.

Para evitar que la ganancia de este circuito sea afectada por los componentes inductivos del transformador, la impedancia del primario deberá ser considerablemente mayor que la resistencia de carga a las frecuencias más bajas de 30 kHz.

La elevada ganancia de tensión del TAA310A (alrededor de 85 dB con la carga de 100 Ω) haría que este circuito oscilara si no se tomaran precauciones. Los valores de algunos de los componentes del amplificador de entrada del circuito mostrado en la figura 20 habrían de ser determinados experimentalmente. Sin embargo, estos problemas se eliminan si los valores de los componentes indicados se usan junto con el montaje representado en la figura 21.

Para dar el transductor de micrófono un ancho de banda de 15 kHz en el margen de 30 kHz a 45 kHz, la capacidad en paralelo del resonador debe de ser compensada por una inductancia, y el circuito completo debe ser amortiguado por medio de una resistencia.

Hay dos métodos:

- una inductancia en serie $L \approx 7$ mH y una resistencia en serie $R \approx 390$ Ω (señal entre extremos del resistor en serie)
- una inductancia en paralelo $L \approx 7$ mH y una resistencia en paralelo $R \approx 10$ kΩ (señal entre extremos del resistor en paralelo).

El primer circuito corresponde a la entrada de un amplificador de baja impedancia y es particularmente seguro contra oscilación parásita del circuito completo. La tensión de la señal en el resistor en serie es de unos 10 dB menor que en la conexión en paralelo. De aquí que la conexión en paralelo es preferible para el circuito del micrófono. Una ventaja más de este método es que la adaptación óptima entre el circuito de entrada y la entrada del amplificador puede ser obtenida por toma intermedia correcta de la inductancia. La posición correcta de la toma intermedia (en la mitad del número total de espiras) se determinó experimentalmente.

Los diferentes canales de transmisión se separan por medio de cuatro circuitos sintonizados que funcionan como filtros conectados a la salida del amplificador de entrada. En principio también es posible aplicar un gran número de tales circuitos, si se necesitan más canales para otras funciones de control a distancia. Estos circuitos estarán situados a la mayor distancia posible de la inductancia de entrada del amplificador.

### 6.4. Detector de fugas

El circuito de un detector de fugas ultrasonoro (figura 22) contiene un oscilador cuya frecuencia está desplazada de 1 kHz a 2 kHz con respecto a la frecuencia recibida. La recepción de una señal ultrasonora da lugar a una frecuencia diferencial dentro del campo audible, la cual produce un sonido en los auriculares. Puesto que los escapes de gases y las descargas eléctricas son fuentes naturales de ultrasonidos, una instalación de ultrasonidos puede prestar grandes servicios para localizar fugas de gases, en sistemas de conducción y almacenaje, así como para la localización de zonas de descarga en equipos de alta tensión.

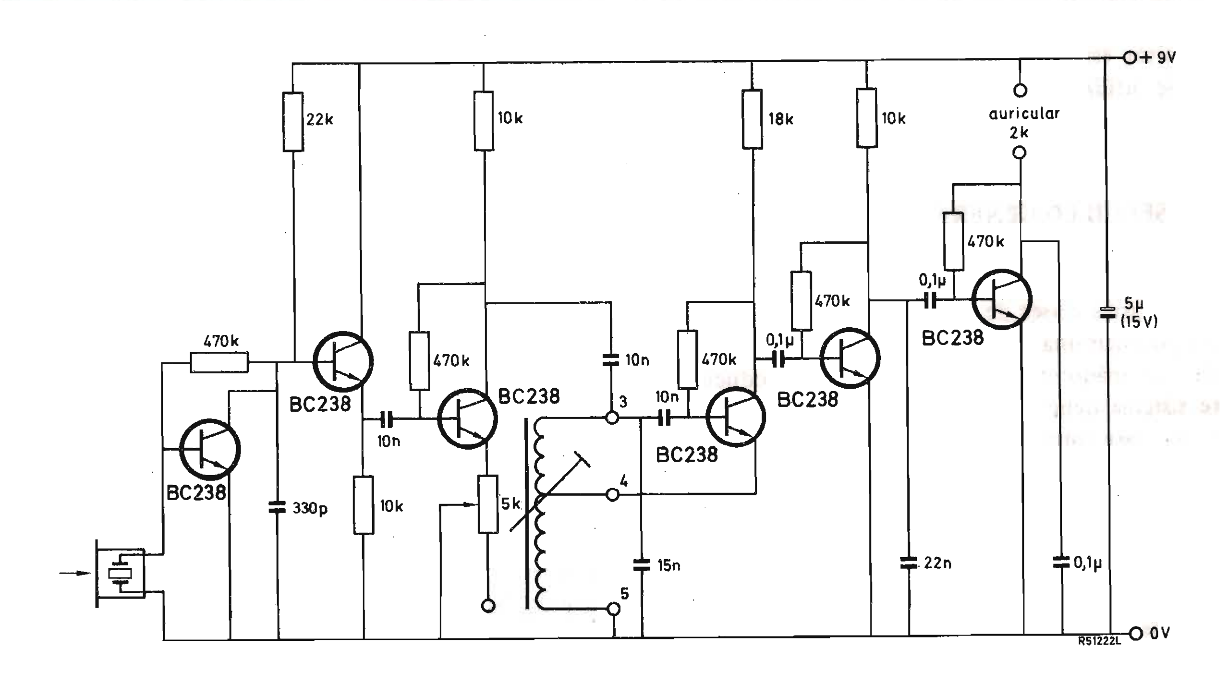



Figura 22. Detector de fuga con oscilador.

| | |
|---|---|
| Inductancia $L$ | bobinas Lilliput |
| bobinas $N_{3\text{-}4}$ = 23 espiras | de hilo de cobre esmaltado |
| $N_{4\text{-}5}$ = 197 espiras | con 0,07 mm de diámetro |

La inductancia se ajusta para máxima salida de sonido.

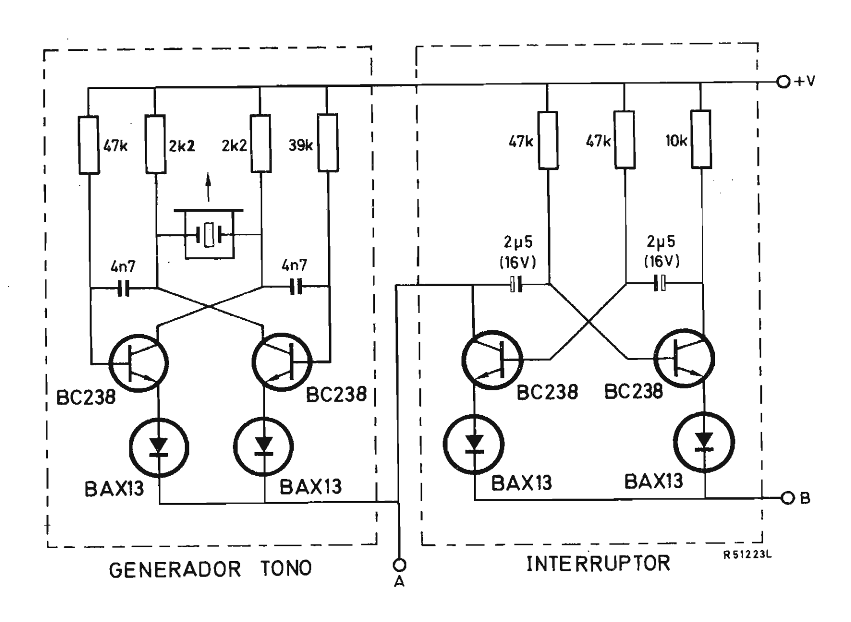



Figura 23. Circuito combinado de un generador de tono de 3 kHz y un interruptor de 3,5 Hz. Terminal $A$ para tono constante y terminal $B$ para tono interrumpido.

Utilizando un transmisor sonoro adicional también es posible detectar fugas en depósitos no presionados, si el transmisor está colocado en su interior. El detector de fuga se utiliza entonces para explorar el exterior en busca de ultrasonidos procedentes del interior.

## 7. UN SENCILLO GENERADOR DE SONIDO DE 3 kHz

Hay varias clases de sistemas de vigilancia que necesitan producir una señal acústica cuando, por ejemplo, se para una máquina industrial. El sonido producido por este sistema debe ser, por supuesto, lo suficientemente intenso para tener la seguridad de ser oido a pesar de niveles elevados de ruido ambiente. Además, la frecuencia del sonido debe estar dentro del campo de percepción máxima del oido humano; la frecuencia preferida es la de 3 kHz.

Un generador piezoeléctrico equipado con un elemento de flexión PXE5 es especialmente apropiado para este tipo de aplicación.

La figura 23 muestra el esquema del circuito de una instalación que comprende un generador de tono de 3 kHz y un interruptor de 3,5 Hz, ambos operando sobre el principio del multivibrador. Las principales diferencias entre este generador de tono y el representado en la figura 15 se encuentran en las más elevadas capacidades y resistencias necesarias para la menor frecuencia del transductor. El generador-multivibrador de tono trabaja a la frecuencia resonante en paralelo del transductor. La función de los diodos conectados en los circuitos de emisor de los transistores se ha explicado en la sección 5.1. (figura 15).

El nivel de sonio del generador de tono puede aumentarse sustancialmente usándolo en unión de un resonador de Helmholtz. La figura 24 muestra una sección del conjunto completo con el transductor neumático de 3 kHz. El resonador de Helmholtz está formado por el alojamiento y un disco Perspex perforado delante del diafragma resonante. El disco Perspex usado en un sistema práctico medía 3,2 mm de grueso y contenía 12 orificios de 2 mm de diámetro. Si el espacio total requerido para acomodar el equipo debe ser el menor posible, el circuito puede ser montado dentro del transductor, tal como se representa. La unidad completa ocupará así poco más espacio que el transductor sólo.

## 8. MICROFONO DE TELEFONO PXE

Otra aplicación interesante de los transductores neumáticos piezoeléctricos es el llamado micrófono de teléfono PXE. Consta de un disco PXE y un amplificador integrado y puede reemplazar al micrófono de carbón usado actualmente.

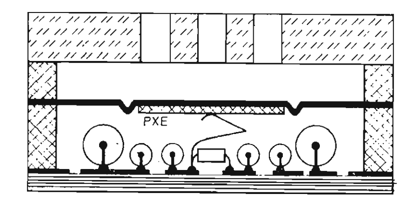



Figura 24. Un transductor neumático combinado con un resonador de Hemholtz.

Una característica importante del micrófono de teléfono PXE es la frecuencia de resonancia mecánica $f_s$ del diafragma. La respuesta del micrófono PXE es prácticamente constante desde las frecuencias más bajas hasta cerca de $f_s$ e inversamente proporcional a $f_s$. Cerca de $f_s$ la respuesta alcanza un máximo, para caer rápidamente de nuevo a frecuencias más altas. Sobre las bases de estas consideraciones, se selecciona $f_s$ de modo que esté cerca del límite superior de la frecuencia de la banda de paso. La frecuencia de resonancia está dada aproximadamente por la ecuación 1.

Si $f_s$ está cerca del límite superior de la frecuencia de la banda de paso, el micrófono es suficientemente sensible. Junto con la amplificación y adaptación acústica, esto da al micrófono PXE una respuesta de frecuencia mejor que el micrófono de carbón.

Otra ventaja es que el nivel de ruido es también reducido. La alta sensibilidad cerca de la resonancia puede ser compensada mediante diseño adecuado de la cápsula completa del micrófono. Además la sensibilidad es independiente de la posición del micrófono.

El amplificador integrado debe tener una ganancia de tensión de unos 45 dB. Si el amplificador es diseñado apropiadamente, la ganancia será independiente de la corriente de alimentación y permanecerá suficientemente elevada incluso para corrientes bajas (alrededor de 10 mA). Además es de especial importancia que, si los micrófonos de carbón son reemplazados por micrófonos PXE, el amplificador puede funcionar independientemente de la polaridad de la alimentación. El amplificador puede ser protegido contra sobretensión por medio de dos diodos reguladores de tensión. El factor de ruido total del sistema transductor-amplificador completo es menor que el de un micrófono de carbón.

Resumiendo, el nuevo micrófono de teléfono PXE tiene las siguientes ventajas sobre el micrófono de carbón

convencional:

- menor consumo de corriente,
- sensibilidad menos dependiente de la corriente de alimentación,
- mejor calidad de la transmisión debido a una respuesta de frecuencia más favorable,
- baja distorsión y nivel de ruido,
- sin influencia de la posición sobre la sensibilidad,
- vida larga,
- mayor inmunidad a humedad,
- mayor inmunidad a sobretensiones.

**TABLA 2.** Principales propiedades de los materiales PXE. Si no se indica lo contrario, los valores son nominales y medidos a 20°C ±5°C.

| propiedad y símbolo⁽¹⁾ | | unidad | PXE4 | PXE5 | PXE6 | PXE7 | PXE11 | PXE21 | PXE22 | PXE41 | PXE42[2] | PXE51[2] |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| *Datos térmicos* | | | | | | | | | | | | |
| Temperatura de Curie[3] | | °C | 265 | 285 | 370 | 320 | 400(180)[4] | 270 | 270 | 315 | 325 | 220 |
| Calor específico | | J/kg °C | 420 | 420 | 420 | 420 | 420 | 420 | 420 | 420 | 420 | 420 |
| Conductividad térmica | | W/m °C | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 | 1,2 |
| *Datos mecánicos* | | | | | | | | | | | | |
| Densidad $\varrho_m$ | | $10^3$ kg/m$^3$ | 7,50 | 7,60 | 7,70 | 7,75 | 4,5 | 7,75 | 7,75 | 7,90 | 7,80 | 7,70 |
| Elasticidad | $s_{33}^E$ | $10^{-12}$ m$^2$/N | 13,5 | 18,9 | | 15,8 | 9,5 | 18,6 | 18,6 | 14,6 | | 17,8 |
| | $s_{11}^E$ | | 11,8 | 15,4 | 10,2 | 12,5 | 8,1 | 15,1 | 15,1 | 12,2 | 11,8 | 14,5 |
| | $s_{55}^E$ | | | 38,5 | | 35,8 | 24,4 | | | 32,0 | | |
| Coeficiente de Poisson $\sigma$ | | | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 | ≈0,3 | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 | ≈ 0,3 |
| Factor de calidad mecánica para modo radial $Q_m^E$ | | | ≈ 500 | ≈ 80 | ≈1000 | ≈ 80 | ≈ 270 | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈ 1000 | ≈ 750 | ≈ 50 |
| Constantes de frecuencia | $N_p^E$ | Hz·m o m/s | 2300 | 2000 | 2460[5] | 2200 | 3600 | 2000 | 2000 | 2200 | 2250 | 2050 |
| | $N_3^D = \frac{1}{2}v_3^D$ | | 2050 | 1850 | | 2000 | 2900 | 1900 | 1900 | 2000 | | 1950 |
| | $N_1^E = \frac{1}{2}v_1^E$ | | 1620 | 1460 | 1800 | 1640 | 2650 | | | 1620 | | |
| | $N_5^E = \frac{1}{2}v_5^E$ | | | 930 | | 970 | 1500 | | | 1020 | | |
| Fuerza de compresión | | $10^6$ N/m$^2$ | > 600 | > 600 | >600 | > 600 | > 600 | > 600 | > 600 | > 600 | > 600 | > 600 |
| Fuerza de tracción | | | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈80 | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈ 80 | ≈ 80 |
| *Datos eléctricos* | | | | | | | | | | | | |
| Permitividad relativa | $\varepsilon_{33}^T/\varepsilon_0$ | | 1750 | 1800 | 600 | 700 | 400 | 1750 | 2250 | 1200 | 1300 | 2800 |
| ($\varepsilon_0 = 8{,}85 \cdot 10^{-12}$ F/m) | $\varepsilon_{11}^T/\varepsilon_0$ | | | 1800 | | 1000 | 600 | | | 1130 | | |
| Resistividad $\varrho_{el}$ (25 °C) | | $10^{12}$ Ωm | 0,1 | 1 | 0,1 | 1 | 100 | 0,1 | 0,1 | 0,05 | | 0,1 |
| Constante de tiempo $\varrho_{el}\,\varepsilon_{33}^T$ (25 °C) | | min | >25 | > 250 | > 9 | > 100 | > 6000 | > 25 | > 30 | > 7 | | > 40 |
| Factor de pérdidas dieléctricas tan $\delta$ | | $10^{-3}$ | 6 | 16 | 8 | 20 | 25 | 16 | 16 | 2,5 | 2,5 | 16 |
| *Datos electromecánicos* | | | | | | | | | | | | |
| Factor de acoplamiento | $k_p$ | | 0,55 | 0,58 | 0,32 | 0,52 | 0,43 | 0,62 | 0,62 | 0,56 | 0,55 | 0,66 |
| | $k_{33}$ | | 0,64 | 0,70 | | 0,70 | 0,55 | 0,72 | 0,72 | 0,68 | | 0,72 |
| | $k_{31}$ | | 0,32 | 0,34 | 0,19 | 0,31 | 0,25 | 0,37 | 0,37 | 0,33 | 0,32 | 0,39 |
| | $k_{15}$ | | | 0,66 | | 0,66 | 0,65 | | | 0,66 | | |
| Constantes de carga piezoeléctrica | $d_{33}$ | $10^{-12}$ C/N o m/V | 292 | 384 | | 220 | 100 | 385 | 438 | 268 | | 480 |
| | $d_{31}$ | | − 138 | − 169 | − 44 | − 86 | − 47,5 | − 180 | − 202 | − 119 | − 120 | − 234 |
| | $d_{15}$ | | | 515 | | 370 | 235 | | | 335 | | |
| Constantes de tensión piezoeléctrica | $g_{33}$ | $10^{-3}$ Vm/N o m$^2$/C | 18,8 | 24,2 | | 35,4 | 28,2 | 25 | 22,0 | 25,2 | | 19,3 |
| | $g_{31}$ | | − 8,9 | − 10,7 | − 8,0 | − 14,0 | − 13,4 | − 11,6 | − 10,1 | − 11,2 | − 10,4 | −9,5 |
| | $g_{15}$ | | | 32,5 | | 42,0 | 44,0 | | | 33,5 | | |

*Notas*

1) Las propiedades del producto dependen de las dimensiones y de la tecnología del producto y del nivel de la señal de medida. Las propiedades en el modo planar se han medido en discos de 16 mm de diámetro y 1 mm de espesor. Las propiedades en el modo 33 se han medido en cilindros de 6,35 mm de diámetro y 16 mm de longitud. Las propiedades en el modo 15 se han medido en placas de 10 mm x 12 mm y 0,2 mm de grueso.
2) Datos provisionales.
3) Temperatura a la cual $\varepsilon_{33}^T$ es máxima.
4) En el PXE11 hay una transición de la fase ortorrómbica ferroeléctrica a tetragonal ferroeléctrica para 180°C. Si el material pasa por dicha temperatura, cualquiera que sea el sentido, tiene que volver a polarizarse.
5) Variación fraccional de $N_p^E$ entre 20°C y 65°C < 0,3%.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.




# APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

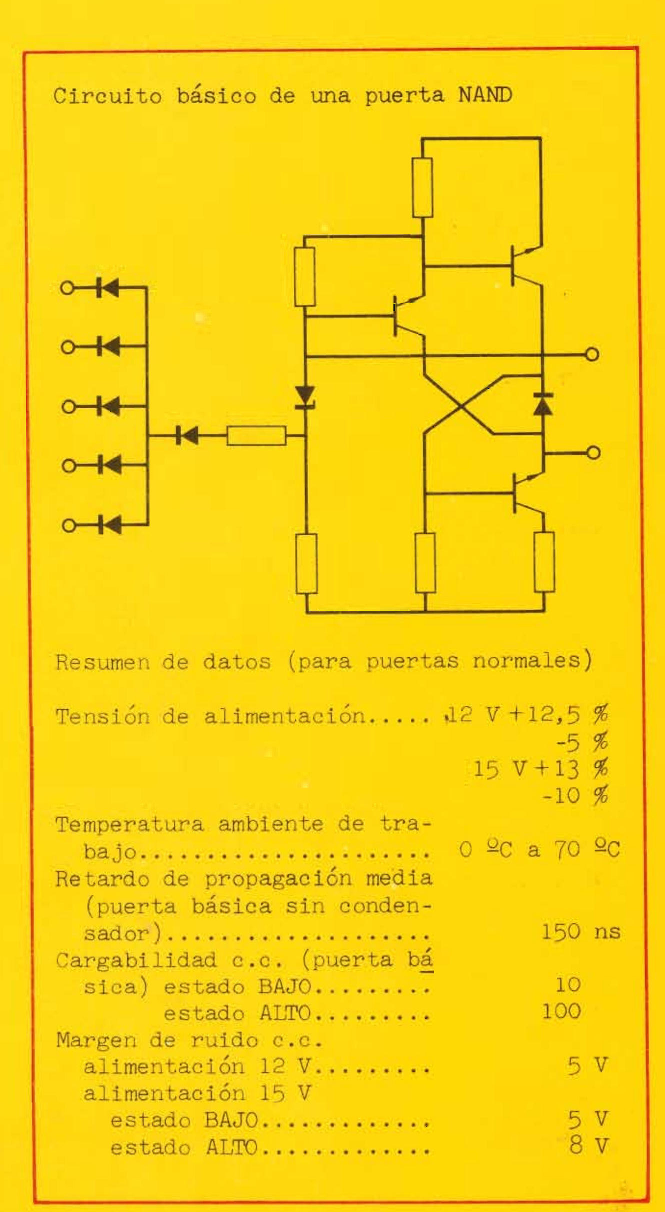
Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.


Circuito básico de una puerta NAND

Resumen de datos (para puertas normales)

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación..... | 12 V +12,5 % / -5 % |
| | 15 V +13 % / -10 % |
| Temperatura ambiente de trabajo...................... | 0 ºC a 70 ºC |
| Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)................... | 150 ns |
| Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO......... | 10 |
| estado ALTO......... | 100 |
| Margen de ruido c.c. | |
| alimentación 12 V......... | 5 V |
| alimentación 15 V | |
| estado BAJO............ | 5 V |
| estado ALTO............ | 8 V |

**Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.**

# REVISTA "Miniwatt"

Vol. 14-Núm. 2 FEBRERO 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5. Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1. Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2. Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6. Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

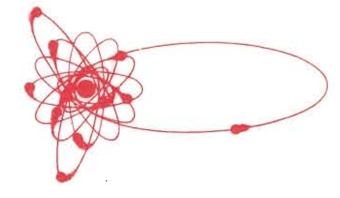
Número 10. Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

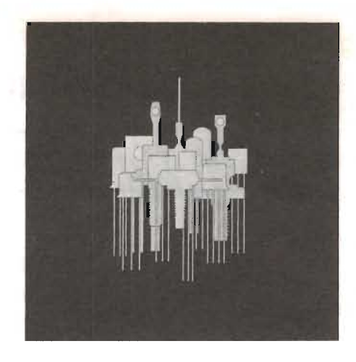
# REVISTA "Miniwatt"

**Publicación de aplicaciones electrónicas**








Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7





Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona


# ÍNDICE




**VOLUMEN 14 - Número 2** **FEBRERO 1975**

**Funciones trigonométricas (logaritmos)**

| ANGULO | SENO | COSENO | TANGENTE | COTANGENTE | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | -∞ | 0,0000 | -∞ | ∞ | 90 |
| 1 | $\bar{2}$,2419 | $\bar{1}$,9999 | $\bar{2}$,2419 | 1,7581 | 89 |
| 2 | ,5428 | ,9997 | ,5431 | ,4569 | 88 |
| 3 | ,7188 | ,9994 | ,7194 | ,2806 | 87 |
| 4 | ,8436 | ,9989 | ,8446 | ,1554 | 86 |
| 5 | ,9403 | ,9983 | ,9420 | ,0580 | 85 |
| 6 | $\bar{1}$,0192 | $\bar{1}$,9976 | $\bar{1}$,0216 | 0,9784 | 84 |
| 7 | ,0859 | ,9968 | ,0891 | ,9109 | 83 |
| 8 | ,1436 | ,9958 | ,1478 | ,8522 | 82 |
| 9 | ,1943 | ,9946 | ,1997 | ,8003 | 81 |
| 10 | ,2397 | ,9934 | ,2463 | ,7537 | 80 |
| 11 | $\bar{1}$,2806 | $\bar{1}$,9919 | $\bar{1}$,2887 | 0,7113 | 79 |
| 12 | ,3179 | ,9904 | ,3275 | ,6725 | 78 |
| 13 | ,3521 | ,9887 | ,3634 | ,6366 | 77 |
| 14 | ,3837 | ,9869 | ,3968 | ,6032 | 76 |
| 15 | ,4130 | ,9849 | ,4281 | ,5719 | 75 |
| 16 | $\bar{1}$,4403 | $\bar{1}$,9828 | $\bar{1}$,4575 | 0,5425 | 74 |
| 17 | ,4659 | ,9806 | ,4853 | ,5147 | 73 |
| 18 | ,4900 | ,9782 | ,5118 | ,4882 | 72 |
| 19 | ,5126 | ,9757 | ,5370 | ,4630 | 71 |
| 20 | ,5341 | ,9730 | ,5611 | ,4389 | 70 |
| 21 | $\bar{1}$,5543 | $\bar{1}$,9702 | $\bar{1}$,5842 | 0,4158 | 69 |
| 22 | ,5736 | ,9672 | ,6064 | ,3936 | 68 |
| 23 | ,5919 | ,9640 | ,6279 | ,3721 | 67 |
| 24 | ,6093 | ,9607 | ,6486 | ,3514 | 66 |
| 25 | ,6259 | ,9573 | ,6687 | ,3313 | 65 |
| 26 | $\bar{1}$,6418 | $\bar{1}$,9537 | $\bar{1}$,6882 | 0,3118 | 64 |
| 27 | ,6570 | ,9499 | ,7072 | ,2928 | 63 |
| 28 | ,6716 | ,9459 | ,7257 | ,2743 | 62 |
| 29 | ,6856 | ,9418 | ,7438 | ,2562 | 61 |
| 30 | ,6990 | ,9375 | ,7614 | ,2386 | 60 |
| 31 | $\bar{1}$,7118 | $\bar{1}$,9331 | $\bar{1}$,7788 | 0,2212 | 59 |
| 32 | ,7242 | ,9284 | ,7958 | ,2042 | 58 |
| 33 | ,7361 | ,9236 | ,8125 | ,1875 | 57 |
| 34 | ,7476 | ,9186 | ,8290 | ,1710 | 56 |
| 35 | ,7586 | ,9134 | ,8452 | ,1548 | 55 |
| 36 | $\bar{1}$,7692 | $\bar{1}$,9080 | $\bar{1}$,8613 | 0,1387 | 54 |
| 37 | ,7795 | ,9023 | ,8771 | ,1229 | 53 |
| 38 | ,7893 | ,8965 | ,8928 | ,1072 | 52 |
| 39 | ,7989 | ,8905 | ,9084 | ,0916 | 51 |
| 40 | ,8081 | ,8843 | ,9238 | ,0762 | 50 |
| 41 | $\bar{1}$,8169 | $\bar{1}$,8778 | $\bar{1}$,9392 | 0,0608 | 49 |
| 42 | ,8255 | ,8711 | ,9544 | ,0456 | 48 |
| 43 | ,8338 | ,8641 | ,9697 | ,0303 | 47 |
| 44 | ,8418 | ,8569 | ,9848 | ,0152 | 46 |
| 45 | ,8495 | ,8495 | 0,0000 | ,0000 | 45 |
| | COSENO | SENO | COTANGENTE | TANGENTE | ANGULO |

# FACTORES QUE INTERVIENEN EN LA ELECCION Y DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACION

*Se compara brevemente la fuente de alimentación conmutada con la fuente de alimentación convencional y se resumen los factores que intervienen en la elección de una fuente de alimentación.*

**Introducción**

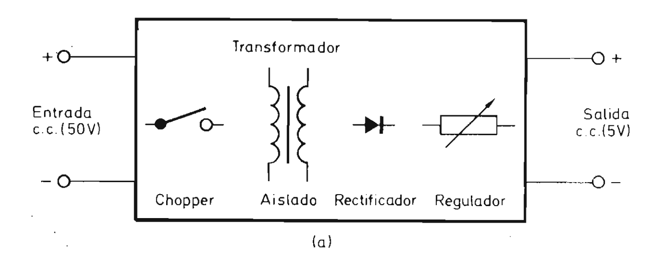
Actualmente existe un gran interés por las fuentes de alimentación conmutadas debido a las ventajas inherentes que ofrecen con relación a las fuentes de alimentación convencionales. En el presente artículo se comparan estos dos tipos de fuentes de alimentación, se indican brevemente las ventajas y desventajas de cada una, y se resumen los factores que intervienen en la elección del tipo de fuente de alimentación más adecuada para un determinado propósito.

Puede decirse que una fuente de alimentación es la parte de un equipo que recibe energía de baterías o de la red y la convierte o modifica de forma que pueda ser utilizada en una determinada parte del equipo. La entrada puede ser de c.c. a partir de las baterías o de c.a. de 50 Hz ó cualquier otra frecuencia. El margen de las tensiones de entrada puede ser amplio. La salida es generalmente de c.c. filtrada para una ondulación aceptablemente baja, y a menudo tiene alguna forma de regulación.

**Fuentes de alimentación convencionales**

Se dividen en dos grupos: las de entrada para c.c. y las de entrada para c.a. Ambos tipos se representan esquemáticamente en la figura 1. Ambos se representan con reguladores para la salida de c.c. puesto que éste es el tipo de fuente de alimentación que puede compararse fácilmente con la equivalente conmutada. Salvo en circunstancias muy especiales, es improbable que la sencilla fuente de alimentación sin regulador sea considerada para sustituir un circuito conmutado, puesto que el coste será normalmente demasiado elevado y los equipos necesarios serán innecesariamente complicados.

El convertidor convencional de c.c. a c.c. se muestra con más detalle en la figura 2. En esta figura se indican los principales componentes para que pueda establecerse una comparación con la contrapartida de tipo conmutado. En este circuito el chopper de entrada simplemente interrumpe la alimentación a un ritmo de apertura y cierre fijo (generalmente 1:1) para hacer posible que el transformador pueda trabajar con entrada de c.c.; lo que



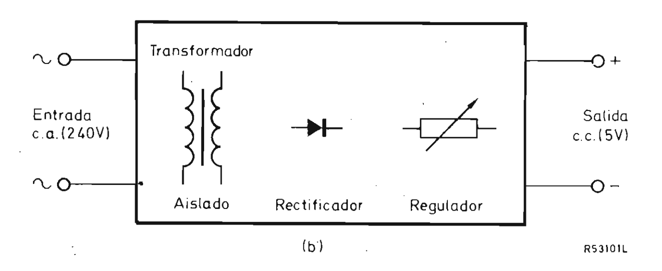




Figura 1a.– Esquema del convertidor de c.c. en c.c.

Figura 1b.– Esquema de la fuente de alimentación convencional de c.a. en c.c.

sigue a continuación se asemeja mucho a una fuente de alimentación de c.a. - c.c. convencional (figura 3). Debe observarse que el convertidor de c.c. en c.c. constituye un paso hacia el sistema conmutado y, por consiguiente, es evidentemente una primera elección que supone un ahorro interesante en el número de componentes y en el coste.

## Fuentes de alimentación conmutadas

El circuito básico de la fuente de alimentación conmutada se representa en la figura 4. Si la entrada es de c.c., el rectificador de entrada y el filtro se omiten y el resto del circuito es muy similar al convertidor de c.c. en c.c. representado en la figura 2. La diferencia principal entre los dos circuitos es que en el funcionamiento conmutado el ciclo de trabajo del chopper se controla de forma que la tensión de salida se mantenga a un valor constante independientemente de las variaciones de la tensión de alimentación o de la corriente de carga. Esto se representa en la figura 4 por medio de un lazo de realimentación que va de la salida al chopper. De esta forma puede prescindirse del regulador y con un diseño apropiado se obtienen igualmente otras ventajas.

Con la introducción de los transistores de conmutación rápida de alta tensión, adecuados como elementos chopper, la técnica conmutada se ha generalizado tanto a

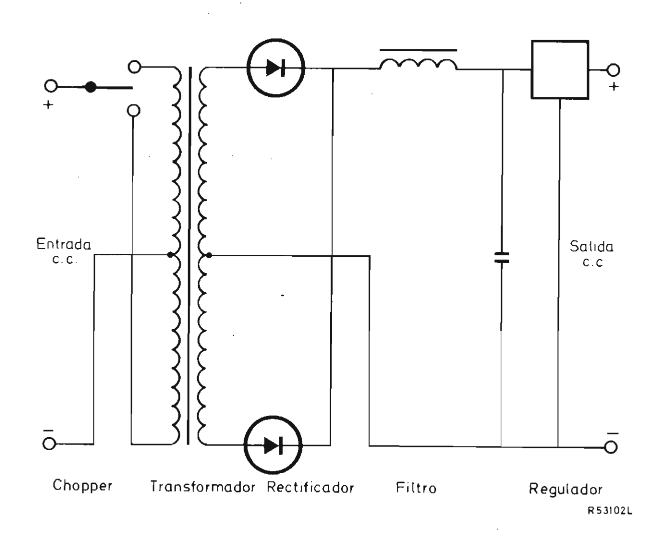



Figura 2.– Circuito básico del convertidor de c.c. en c.c.

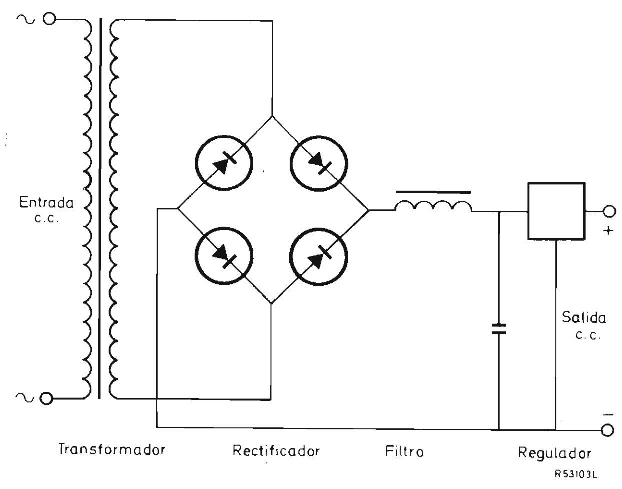



Figura 3.– Circuito básico de una fuente de alimentación de c.a. en c.c. convencional.

fuentes de alimentación conectadas a baterías como a red de corriente alterna. La fuente de alimentación conmutada puede conectarse directamente a la red de c.a., eliminando así los voluminosos transformadores de 50 Hz.

Además, la frecuencia de conmutación puede elevarse a un mínimo de 25 kHz, eliminando de este modo los efectos perjudiciales del ruido acústico y permitiendo al mismo tiempo una reducción del tamaño del transformador y facilitando el filtrado de salida, especialmente para tensiones bajas de corrientes elevadas.

Estos factores conducen a una reducción del coste u otras ventajas que hacen de las fuentes de alimentación conmutadas una interesante y a menudo mejor solución que las fuentes de alimentación convencionales.

**Ventajas y desventajas de la fuente de alimentación conmutada**

El diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada se representa en la figura 5. Las ventajas y desventajas de este tipo de fuente de alimentación comparada con las fuentes de alimentación convencionales de las figuras 2 y 3, pueden considerarse con respecto a entrada, salida, tamaño y rendimiento.

*Entrada*

Con una entrada de c.c., no hay diferencia básica entre una fuente de alimentación conmutada y el convertidor de c.c. en c.c. representado en la figura 2, puesto que en ambos circuitos se necesita un chopper. Sin embargo, los transistores rápidos permiten que la frecuencia de interrupción se eleve a 25 kHz o más, obteniendo las siguientes ventajas adicionales:

1) transformadores más pequeños
2) ruido no audible.

Con una entrada de red de c.a., las ventajas de la fuente de alimentación conmutada son:

1) transformadores considerablemente más pequeños,
2) filtrado a mayor frecuencia y tensión de salida en lugar de baja tensión de salida. Esto permite ahorrar en el tamaño de los condensadores y en su coste (la

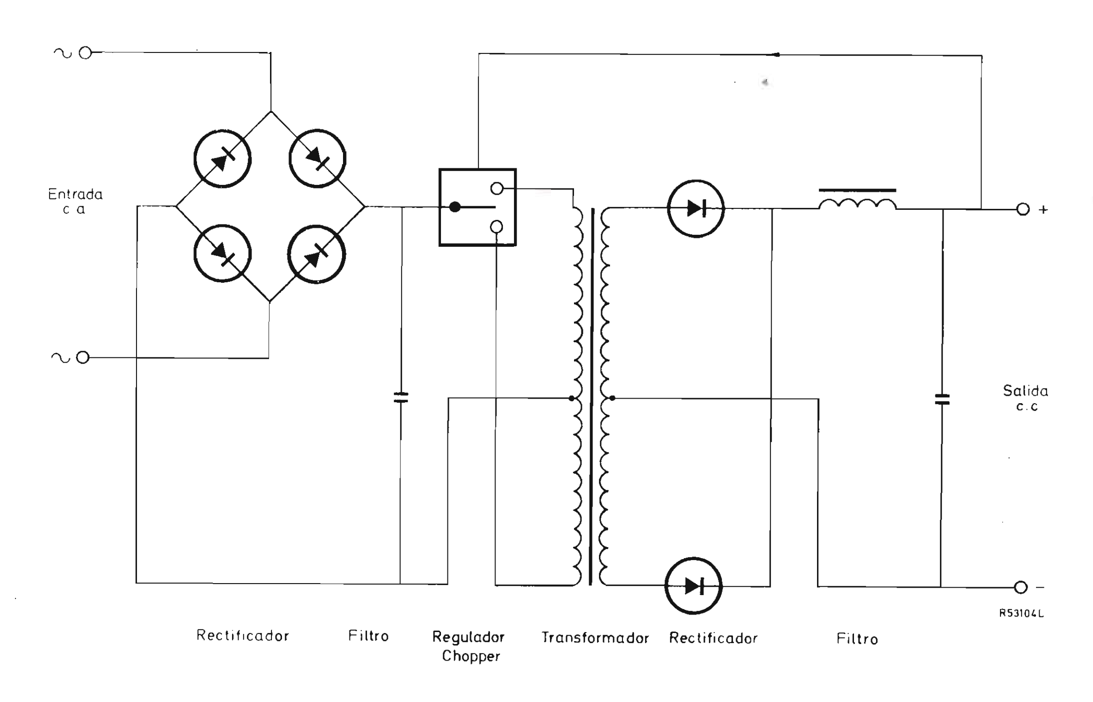



Figura 4.– Circuito básico de una fuente de alimentación conmutada de c.a.

energía almacenada es proporcional a $CV^2$, mientras que el volumen es proporcional a CV),

3) posibilidad de operar con un margen de tensión de entrada grande, por lo menos 1:2, y a 50 ó 60 Hz.

Una desventaja es que se generan interferencias de radiofrecuencia, pero no existe dificultad para mantenerlas dentro de límites establecidos.

*Salida*

Las ventajas de la fuente de alimentación conmutada son:

1) el filtrado es mucho más fácil con una ondulación de 25 kHz especialmente para tensiones bajas y corrientes elevadas. Esto permite considerable ahorro en coste, volumen y peso,
2) el regulador tiene mayor rendimiento.

Las desventajas son:

1) el filtrado básico de 100 Hz y 25 kHz es fácil, pero puede ser necesario un filtro especial para eliminar todos los restos de los picos de conmutación,
2) la regulación por realimentación desde la salida de c.c. incluye componentes de filtro de salida y sus desplazamientos de fase asociados. Esto limita el ancho de banda del amplificador de realimentación, de modo que es posible que la respuesta transitoria no sea tan buena como la de un regulador en serie convencional. Sin embargo, la respuesta de transitorios es generalmente aceptable para la mayor parte de aplicaciones.

*Tamaño y rendimiento*

Estos factores están estrechamente relacionados. Hay una reducción considerable en el tamaño de los transformadores y cierta reducción en el tamaño de los componentes de filtro. Los demás componentes son relativamente pequeños y la mejora de rendimiento reducirá las necesidades del radiador para los transistores de potencia. El efecto de esto es que puede reducirse el volumen de las fuentes de alimentación de potencia mediana. Una reducción de volumen típica sería:

Reducción de dimensiones lineales = 1,82:1
Reducción superficial = 3,3:1

Por consiguiente, teniendo en cuenta que el enfriamiento es proporcional a la superficie del radiador, para mantener la misma elevación de temperatura en la caja de la fuente de alimentación, la pérdida de energía en la caja debe reducirse en 3,3:1. Esto significa que si una fuente de alimentación convencional de 50 Hz con un regulador en serie tiene un rendimiento del 50%, entonces la fuente de alimentación conmutada equivalente debe tener un rendimiento del 82%.

De aquí se deduce que si ha de aprovecharse la posibilidad del tamaño reducido, el rendimiento debe ser elevado. Afortunadamente el método de control conmutado tiene un rendimiento elevado, normalmente del 75%, de modo que si se presta una cuidadosa atención al montaje y refrigeración, así como a la optimización del bobinado y núcleo del transformador, es posible aprovechar estas ventajas.

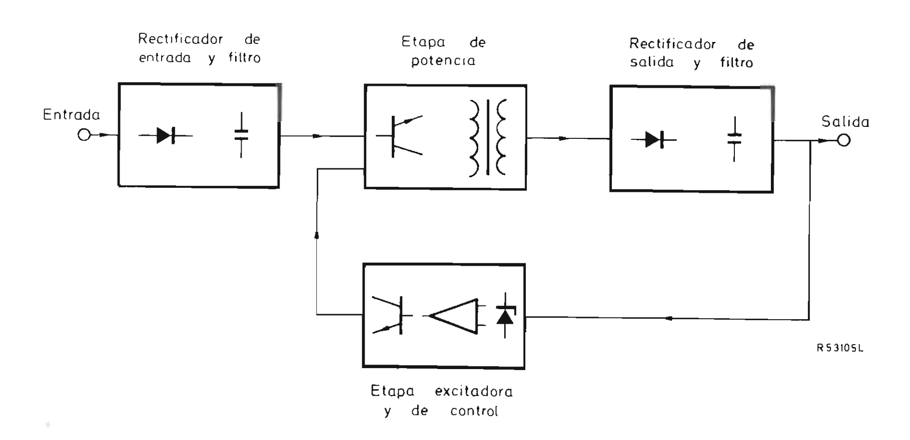



Figura 5.– Diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada de c.a.

**Fiabilidad**

Antes de analizar la fiabilidad en términos cuantitativos, es muy importante aclarar ciertas definiciones, e incluso después es peligroso hacer declaraciones generalizadas puesto que depende mucho del equipo, del ambiente y del modo de trabajo. Sin embargo, es posible hacer algunos comentarios válidos sobre una comparación entre equipo similar construido por medios distintos.

Si se compara una fuente de alimentación convencional típica de 50 Hz y dos salidas independientes reguladas en serie, con una fuente de alimentación conmutada proyectada para realizar la misma función, se encuentra que el número de componentes es muy similar (véase tabla).

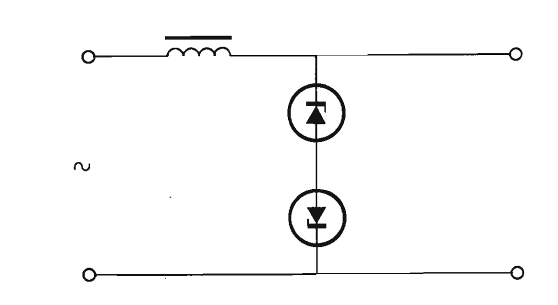
Ahora bien, en la fuente de alimentación conmutada algunos componentes están sometidos a mayores esfuerzos; es decir, cuatro rectificadores, un transistor de potencia y dos condensadores electrolíticos son tipos de alta tensión, mientras que todos los componentes equivalentes en la fuente de alimentación de 50 Hz son tipos de baja tensión. Sin embargo, debe tenerse en cuenta el aumento de temperatura. La fuente de alimentación de 50 Hz tiene un bajo rendimiento y, por consiguiente, trabaja a temperaturas relativamente altas. También es relativamente grande debido a que los componentes empleados son también grandes. Por otra parte, la fuente de alimentación conmutada tiene mayor rendimiento de forma que, si se construye en una caja comparable, trabajaría a temperatura mucho menor y así tendría una fiabilidad relativamente mucho mayor.

En la práctica, se tiene en cuenta la ventaja del tamaño más pequeño de los componentes para reducir las dimensiones generales, lo que conduce a un aumento de la temperatura. Sin embargo, esto no debe confundir las ideas básicas de la comparación basada en los resultados del sistema. Parece ser, por consiguiente, que si todos los componentes son de calidad equivalente y trabajan satisfactoriamente dentro de sus límites para un aumento equivalente de temperatura, no hay ninguna razón para suponer que haya una diferencia notable en fiabilidad entre los dos tipos.

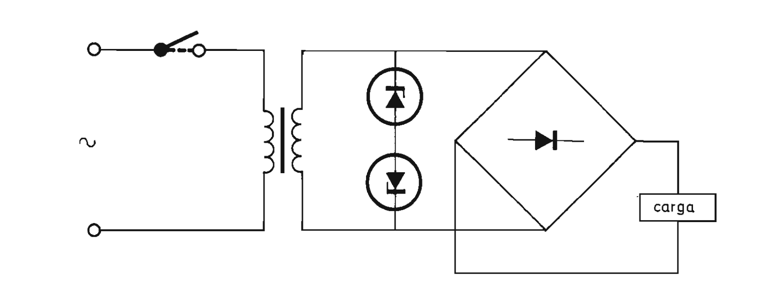
**Tabla. Comparación del número de componentes.**

| | *Número de componentes* | |
|---|---|---|
| *Componentes* | *Convencional 50 Hz* | *Conmutada* |
| Diodos, rectificadores | 15 | 14 |
| Transistores (pequeños) | 6 | 1 |
| Transistores (potencia) | 2 | 1 |
| Circuitos integrados | 0 | 1 |
| Condensadores (electrolíticos) | 7 | 4 |
| Condensadores (otros) | 0 | 4 |
| Resistores | 14 | 8 |
| Transformadores | 1 | 3 |
| Componentes del filtro de entrada | 0 | 6 |
| Activos total | 23 | 17 |
| Pasivos total | 22 | 25 |
| Total general | 45 | 42 |

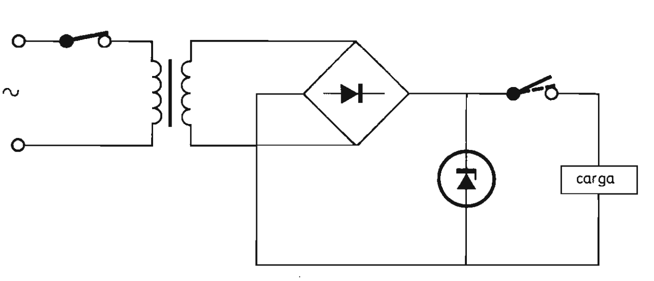
# APLICACION DE LOS DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS



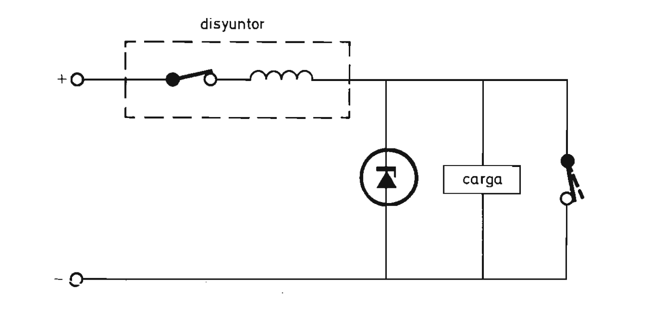

Supresión de transitorios en alimentación de c.a.



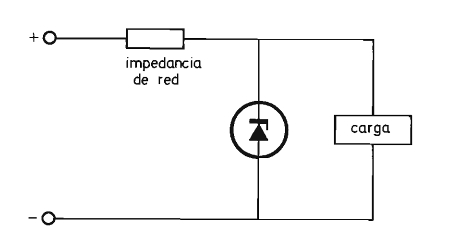

Supresión de transitorios producidos por la activación y desactivación del primario de un transformador.




Supresión de transitorios producidos por la conmutación de la carga.




Supresión de transitorios producidos por cortocircuito de la carga.




Protección contra transitorios de la red.

# TRANSISTORES DE ALTA TENSION PARA DESVIACION HORIZONTAL

*En este artículo se describe la aplicación de los transistores BU207/208/209 a circuitos de salida de línea transistorizados. Se emplea un sistema de valores límite de diseño que simplifica el diseño y mejora la fiabilidad del circuito. Se estudian los circuitos y condiciones de trabajo del colector y excitación de base. Finalmente se considera un circuito de desviación de línea práctico que emplea un transistor BU208 en la etapa de salida.*

## 1. INTRODUCCION

La experiencia ha demostrado que la aplicación óptima de transistores en las etapas de salida de los circuitos de desviación horizontal en receptores de televisión en color sólo se consigue si se interprètan correctamente las características y condiciones de trabajo del transistor.

Como se verá, el empleo del sistema de valores límite de diseño simplifica el diseño del circuito. En la primera parte de este artículo se explica cómo se transforman los valores máximos absolutos indicados en las hojas de características, en valores límite de diseño para determinadas condiciones de circuito. El empleo de los valores límite así obtenidos ahorra mucho trabajo por cuanto se tienen en cuenta de modo automático las dispersiones de los componentes y del funcionamiento.

## 2. APLICACION PRACTICA DE LOS DATOS PUBLICADOS

Las características de los transistores BU207, BU208 y BU209 para circuitos de desviación horizontal publicados en las hojas de características, se basan en el sistema de valores máximos absolutos definidos en la publicación I.E.C. 134. Por tanto, las características publicadas no permiten tener en cuenta variaciones en el equipo, cambios en las condiciones ambiente, fluctuaciones de la alimentación ni variaciones de las condiciones de funcionamiento debidas a variación de las características de los transistores y tolerancias de los componentes asociados. Así pues, cuando se diseña un circuito hay que multiplicar los valores límite por un factor de reducción para obtener valores que admitan las desviaciones antes mencionadas. Los valores así obtenidos se denominan valores de diseño.

En esta sección consideramos como se aplica el factor de reducción a las características publicadas. Téngase en cuenta que el valor máximo absoluto $V_{CESM}$ se emplea para obtener el parámetro de diseño $V_{CEp}$, y que el valor máximo absoluto $I_C$ (*no* $I_{CM}$) se emplea para obtener el parámetro $I_{Cp}$. El subíndice *p* empleado en los símbolos de los parámetros de diseño significa valor de pico.

Para facilitar la comprensión de los parámetros que se explican, la figura 1 representa un circuito de desviación horizontal básico y las formas de onda asociadas.

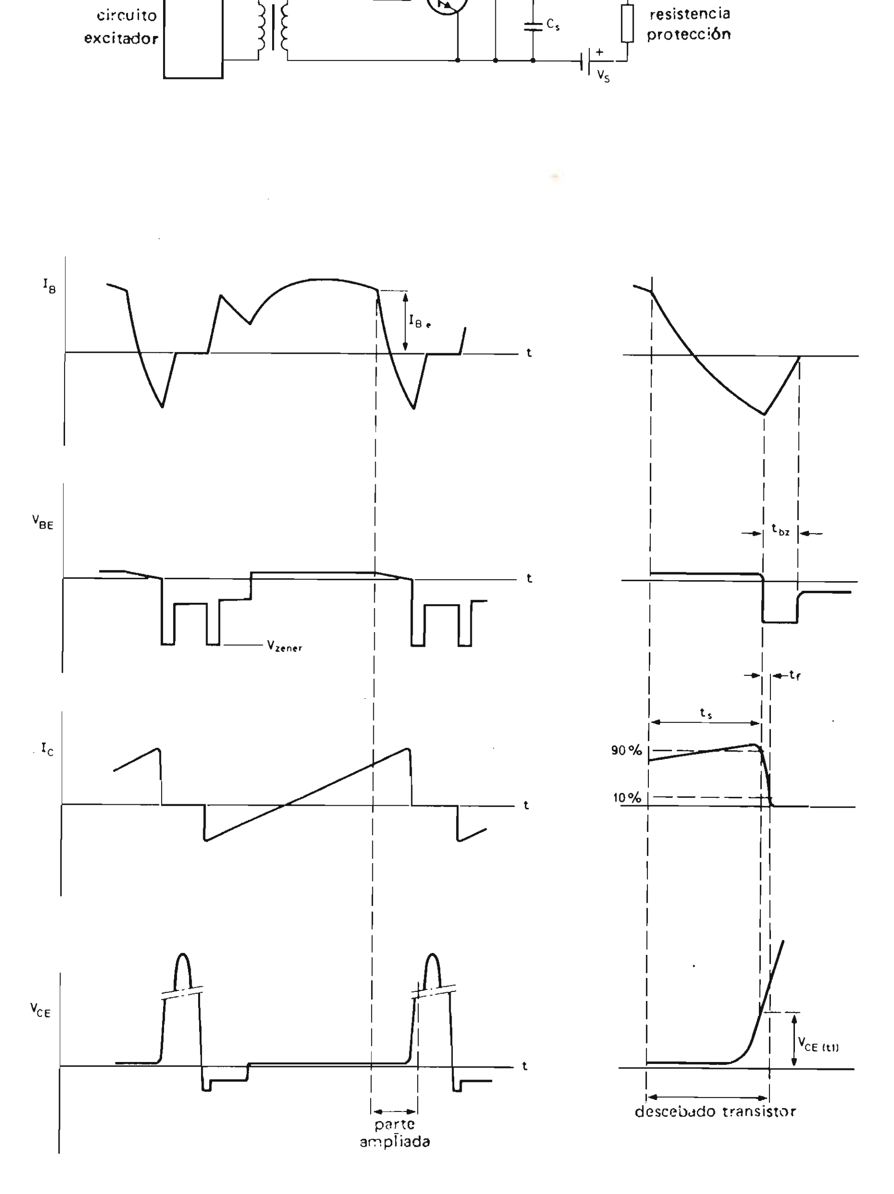



Figura 1. Circuito de desviación horizontal básico con formas de onda asociadas
$t_f$ = tiempo de caída de la corriente de colector $t_s$ = tiempo de almacenamiento.

### 2.1. Conversión de los valores máximos absolutos en valores de diseño

Las características que se indican en las hojas de características de los transistores BU207, BU208 y BU209 se basan en el sistema de valores máximos absolutos. Por las razones indicadas, estos valores se han de convertir en valores de diseño mediante la aplicación de un factor de reducción al diseñar un circuito de desviación horizontal. A continuación se consideran estos parámetros en condiciones de funcionamiento normal y de descarga del tubo de imagen.

#### *2.1.1. Parámetros durante el funcionamiento normal*

Los valores límite obtenidos a partir del sistema de valores máximos absolutos publicados en las hojas de características no deben sobrepasarse bajo ninguna circunstancia. Este principio general se basa en las siguientes consideraciones:

- los mecanismos de caracter destructivo empiezan cuando se sobrepasan de forma imprevisible los valores límite, especialmente los relativos a tensión y potencia, y
- los valores máximos absolutos se confirman por medio de una prueba final del producto. Durante esta prueba se tienen en cuenta tolerancias en los ajustes del equipo de medida.

De ahí se deduce que el funcionamiento fiable de un transistor sólo se puede garantizar si no se sobrepasan los valores máximos absolutos. Por esta razón parecería lógico que, al diseñar un circuito, fuera necesario comprobar un gran número de circuitos a fin de verificar si trabajan o no dentro de los valores máximos absolutos especificados en las hojas de características del transistor empleado. Sin embargo, este procedimiento no resulta viable en la práctica a causa de las siguientes dificultades:

- son demasiadas las variables que originan desviaciones de $I_{Cp}$ y $V_{CEp}$ para incluirlas en un cálculo realista al diseñar el circuito, e
- incluso en el caso de conocer todas las tolerancias posibles, no es posible aplicar al diseño los procedimientos de caso más favorable. Esto se debe a que resultarían desmesuradamente grandes las desviaciones totales de $I_{Cp}$ y $V_{CEp}$ que se obtendrían aplicando el procedimiento de caso más desfavorable. Por tanto, sería forzoso seleccionar un transistor muy caro, lo cual perjudicaría la posición competitiva, especialmente en el mercado consumidor.

Un análisis de este tipo está fuera de las posibilidades del diseñador de circuitos. Por tanto, los valores máximos absolutos, aunque se dan en las hojas de características de los transistores, son inútiles a no ser que se apliquen los factores de redución adecuados para obtener los valores de diseño de un circuito dado.

Las desviaciones de los valores de diseño de $V_{CEp}$ e $I_{Cp}$ se deben a:

- tolerancias de los componentes
- desviaciones de la frecuencia de la base de tiempo horizontal hasta un ±10%
- carga de MAT hasta 1,5 mA
- variaciones de la tensión de alimentación < 1% (con alimentación estabilizada)
- envejecimiento
- desajustes durante la fabricación o el servicio
- desviaciones debidas a cambios de temperatura.

Para calcular la desviación total de los valores de diseño que es posible encontrar, se han de sumar estadística o aritméticamente los efectos de cada una de las tolerancias de acuerdo con su naturaleza. Análisis amplios han demostrado que las desviaciones totales de $V_{CEp}$ e $I_{Cp}$ que se han de tener en cuenta llegan hasta un 25% para cada parámetro.

La cifra de desviación de un 25% se ha hallado sumando estadísticamente todas las dispersiones de los componentes y tolerancias de ajuste del receptor, y sumando aritméticamente las variaciones de $I_{Cp}$ y $V_{CEp}$ originadas por factores exteriores (ajuste de los botones de mando, variaciones de la tensión de red y condición de sincronismo).

Una vez conocida la desviación, es fácil calcular el factor de reducción que se ha de aplicar para obtener los valores de diseño máximos a partir de los valores máximos absolutos: $100/(100 + 25) = 0{,}8$.

Hay que subrayar que se ha de emplear el valor $I_C$ máx y no el valor $I_{CM}$ máx para obtener el valor de diseño de $I_{Cp}$. Para los transistores BU207 y BU208, $I_{Cp} = 0{,}8 \times 5 = 4$ A para una alimentación estabilizada.

Para circuitos que funcionen con una alimentación no estabilizada la posible variación de la tensión de la red debe sumarse a la cifra de tolerancia previamente calculada para $V_{CEp}$ e $I_{Cp}$. Para una variación de la tensión de la red del 10%, por ejemplo, las desviaciones de $V_{CEp}$ e $I_{Cp}$ pueden llegar a ser del 35% [factor de reducción = $100/(100 + 35) = 0{,}74$].

La tabla 1 indica los valores máximos de diseño para circuitos en los cuales la tensión de alimentación está estabilizada frente a variaciones de la tensión de red.

Estos valores satisfacen las condiciones del sistema de valores límite de diseño definidos por la publicación I.E.C. 134, y se han obtenido a partir de los valores máximos absolutos.

Tabla 1. Valores de diseño

| Parámetros | BU207 | BU208 | BU209 |
|---|---|---|---|
| $V_{CEp}$ max | 1040 V | 1200 V | 1360 V |
| $I_{Cp}$ | 4 A | 4 A | 3,2 A |
| $t_f$ (típico para) $I_C$ = 4 A, $I_B$ = 1,8 A or $I_C$ = 3,2 A, $I_B$ = 1,1 A | 0,7 μs | 0,65 μs | 0,65 μs |

El valor de diseño para el producto de $V_{CEp}$ e $I_{Cp}$ depende del ángulo de desviación y de la MAT del tubo de imagen. Un valor típico para un televisor de color de pantalla grande de 110°, 625 líneas es de 4800 VA. Estos valores de tensión y corriente de colector dependen de la tensión de alimentación empleada para la etapa de desviación horizontal, la cual, a su vez, está determinada por el tipo de transistor empleado. Los transistores BU207, BU208 y BU209 se han diseñado específicamente para etapas de salida de desviación horizontal con elevadas tensiones de pico de colector. Los valores de diseño normales para $V_{CEp}$ se sitúan entre 900 V y 1200 V. Por consiguiente, $I_{Cp}$ se puede mantener relativamente baja, lo cual permite diseños de "baja corriente" económicos. Las tensiones de alimentación varían de 150 V a 200 V.

*2.1.2. Descarga del tubo de imagen*

La figura 2 muestra la corriente de colector y la tensión de colector-emisor subsiguientes a la descarga. Se puede apreciar como, exactamente después de la descarga, la corriente y la tensión del colector aumentan por encima de sus valores de pico normales $I_{Cp}$ y $V_{CEp}$, respectivamente. Los máximos de tensión y corriente no se producen simultáneamente. En un montaje en el que las descargas no provoquen perturbaciones en la forma de onda de la excitación de base, un resistor de protección mantendrá los efectos de las descargas en el funcionamiento del transistor de salida dentro de límites tolerables. El valor del resistor de protección depende principalmente de las dos consideraciones siguientes:

– si el núcleo del transformador de salida horizontal se satura o no con la descarga, y
– los efectos de la descarga en la sintonía.

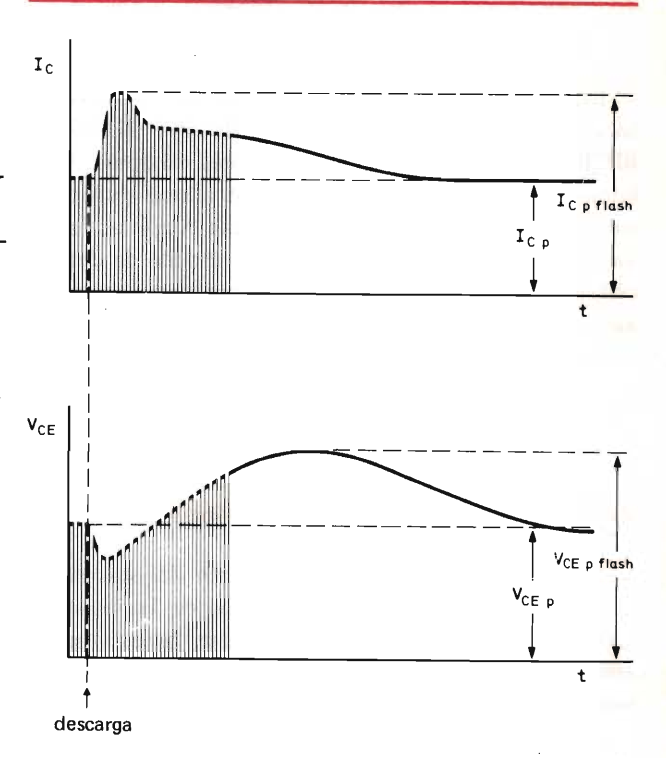



Figura 2. Formas de onda simplificadas de $I_C$ y $V_{CE}$ después de la descarga.

Incluso con un resistor de protección no es posible evitar totalmente la posibilidad de que los valores de pico transitorios de $I_C$ y $V_{CE}$ sobrepasen los valores de diseño $I_{Cp}$ y $V_{CEp}$. Puesto que la velocidad de repetición de las descargas es baja, se pueden hallar nuevos valores máximos absolutos para $I_{CM}$ y $V_{CESM}$ que sean sólo válidos para condiciones de descarga. Estos valores se denominan $I_{CM}$ *flash* y $V_{CESM}$ *flash*. $V_{CEO}$ *flash* máx es igual a $V_{CEO}$ máx. Los valores para los transistores BU207, BU208 y BU209 se indican en la tabla 2.

Para comprobar un sistema de tipo medio, estos valores han de reducirse a valores de diseño $I_{Cp}$ *flash* y $V_{CEp}$ *flash* multiplicándolos por un factor de reducción de 0,8 (±1% alimentación) ó 0,75 (±10% alimentación). Los valores de descarga reducidos se indican en la tabla 3.

Tabla 2. Valores máximos absolutos para descarga

| parámetro | BU207 | BU208 | BU209 |
|---|---|---|---|
| $I_{CM}$ flash | 10 A | 10 A | 8 A |
| $V_{CESM}$ flash | 1500 V | 1650 V | 1800 V |

Tabla 3. Valores de diseño para descarga

| alimentación | estabilizada | | | no estabilizada | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | BU207 | BU208 | BU209 | BU207 | BU208 | BU209 | unidades |
| $I_C$ p flash max | 8 | 8 | 6,5 | 7,5 | 7,5 | 6 | A |
| $V_{CE}$ p flash max | | | | | | | |
| at $I_C < 2$ mA | 1200 | 1320 | 1440 | 1110 | 1220 | 1330 | V |
| at $I_C > 2$ mA | 480 | 560 | 640 | 450 | 520 | 590 | V |

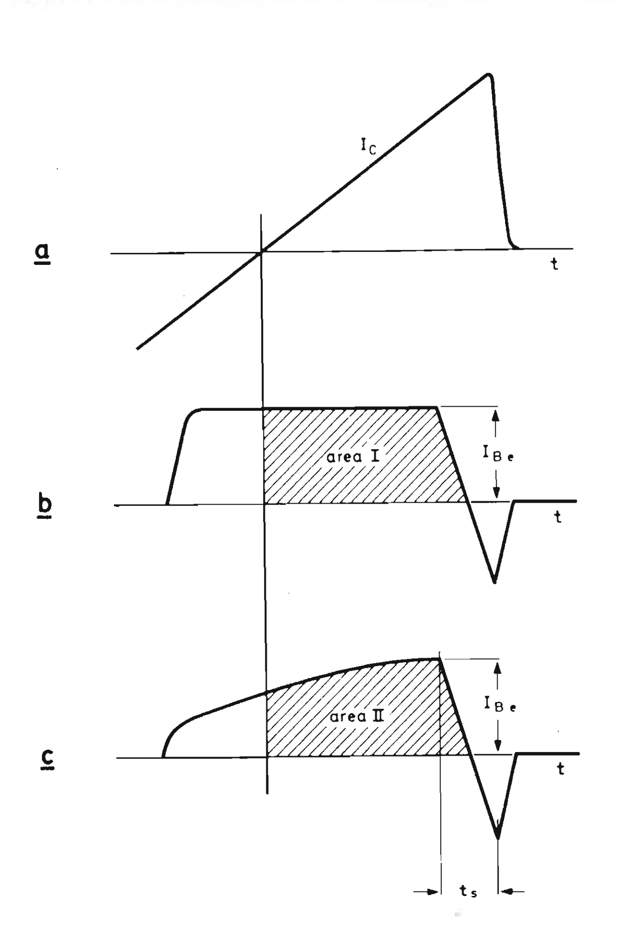



Figura 3. Formas de onda simplificadas de las corrientes de colector y de base que sirven para definir la corriente de base de final de exploración $I_{Be}$ y el tiempo de almacenamiento $t_s$. El factor de forma de la corriente de base en sentido directo $q_b$ se halla dividiendo el área II (fig. 2c) medida en un circuito real por el área I (fig. 2b), que está normalizada para $q_b = 1$ y se obtiene a partir del mismo valor $I_{Be}$. Tenemos, pues, $q_b$ = área II/área I ($I_{Be}$ = constante).

## 2.2. Parámetros de la excitación de base

### *2.2.1. Definición de los parámetros de excitación de base*

Los parámetros que determinan la excitación de base en sentido directo son los siguientes:

– la corriente de base al final de la exploración, $I_{Be}$
– el factor de forma de la corriente de base en sentido directo, $q_b$
– el tiempo de almacenamiento, $t_s$.

Estos parámetros se definen en la figura 3, en la que se muestra la forma de onda simplificada de la corriente de base en relación con la de la corriente de colector (véase también la figura 1). En la figura 4 se muestran los parámetros $I_{Be}$ y $t_s$ en función de la corriente de colector de pico $I_{Cp}$. Todas las magnitudes se expresan en valores de diseño.

*Observación:*
El factor de forma de la corriente de base en sentido directo, $q_b$, se refiere sólo a las formas de onda de la corriente determinadas por el circuito de excitación durante el funcionamiento normal del transistor de salida (es decir, no subsiguiente a la descarga del tubo de imagen). Por tanto, para determinar $q_b$ no ha de tenerse en cuenta el tiempo antes de que la corriente de colector pase a ser positiva.

### *2.2.2. Desviaciones admisibles de los parámetros óptimos*

Las desviaciones de los parámetros óptimos de la excitación de base se deben a los factores indicados en el apartado 2.1.1. Las combinaciones de $I_{Be}$ y $t_s$ para valores dados de $I_{Cp}$ se muestran en la figura 5 para $q_b$ = 0,9/1,0/1,1/1,2. Mientras los valores de $I_{Be}$ y $t_s$ se encuentran dentro del área de corriente elegida, el tran-

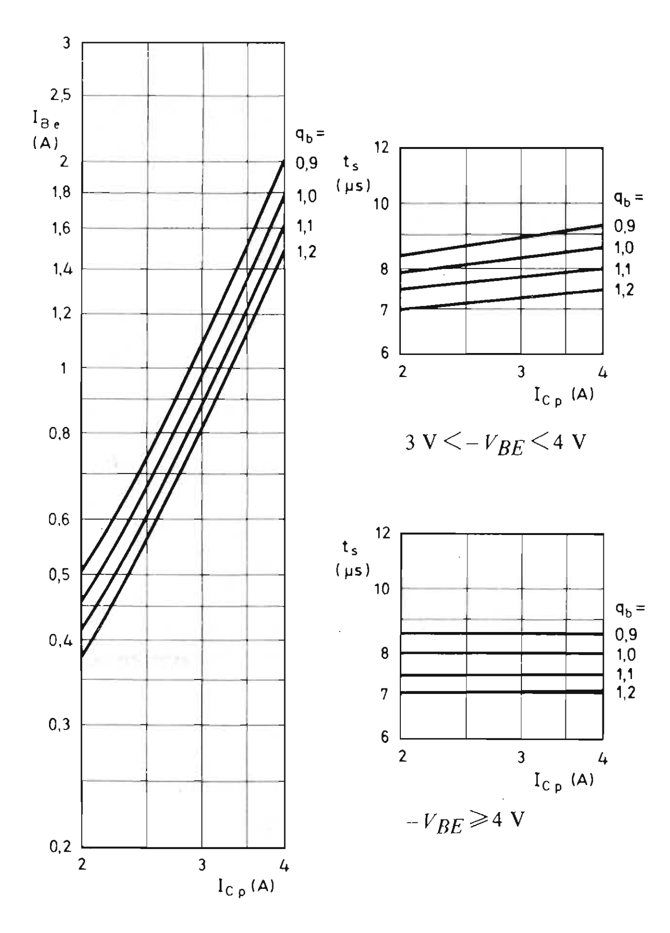



Figura 4. Elección de $I_{Be}$ y $t_s$ en función de $I_{Cp}$ con $q_b$ como parámetro para mínima disipación del transistor de salida.

sistor funcionará dentro de los valores máximos absolutos.

*2.2.3. Procedimiento para determinar los parámetros de excitación de base*

Para asegurar una excitación correcta de la base se han de seguir los siguientes pasos:

A Para circuitos con tensión de alimentación estabilizada (variaciones de la tensión de alimentación inferiores al 1%).

A1 Determínese el valor de diseño de la corriente de pico de colector $I_{Cp}$.

A2 Diséñese el circuito de excitación de base de modo que se obtengan los valores de $I_{Be}$ y $t_s$ indicados en la figura 4 si se emplea un transistor cualquiera BU207, BU208 y BU209. La figura 4 es válida para $q_b$ = 0,9/1,0/1,1/1,2.

A3 Determínese, mediante mediciones en un circuito real, los valores de $I_{Be}$ y $t_s$ para diez muestras de transistores BU207, BU208 y BU209 elegidas al azar.

A4 Compruébese si el transistor empleado en el paso A2 es de tipo medio con relación a los datos obtenidos con las diez muestras del paso A3. Si es necesario, repítase el paso A2 para un transistor de tipo "más medio".

A5 Compruébese si los valores de $I_{Be}$ y $t_s$ quedan dentro del área de tolerancia para $I_{Cp}$ (fig. 5) en cualesquiera condiciones prácticas. Se han de tener en cuenta los efectos de tolerancias originadas por el circuito excitador (tolerancias de componentes y temporización, variaciones de la tensión de alimentación, etc.), así como los efectos de las tolerancias originadas por las dispersiones en los parámetros del transistor. Los efectos de las dispersiones en los parámetros del transistor pueden ser incluidos en el diseño sumando estadísticamente las tolerancias del circuito y las desviaciones máximas $\Delta I_{Be}$ = +5%, $\Delta t_s$ = +10% y $\Delta I_{Be}$ = −5%, $\Delta t_s$ = −10% para cualquier punto que se encuentre dentro del área de tolerancia de la figura número 6.

B Para circuitos con una tensión de alimentación no estabilizada.

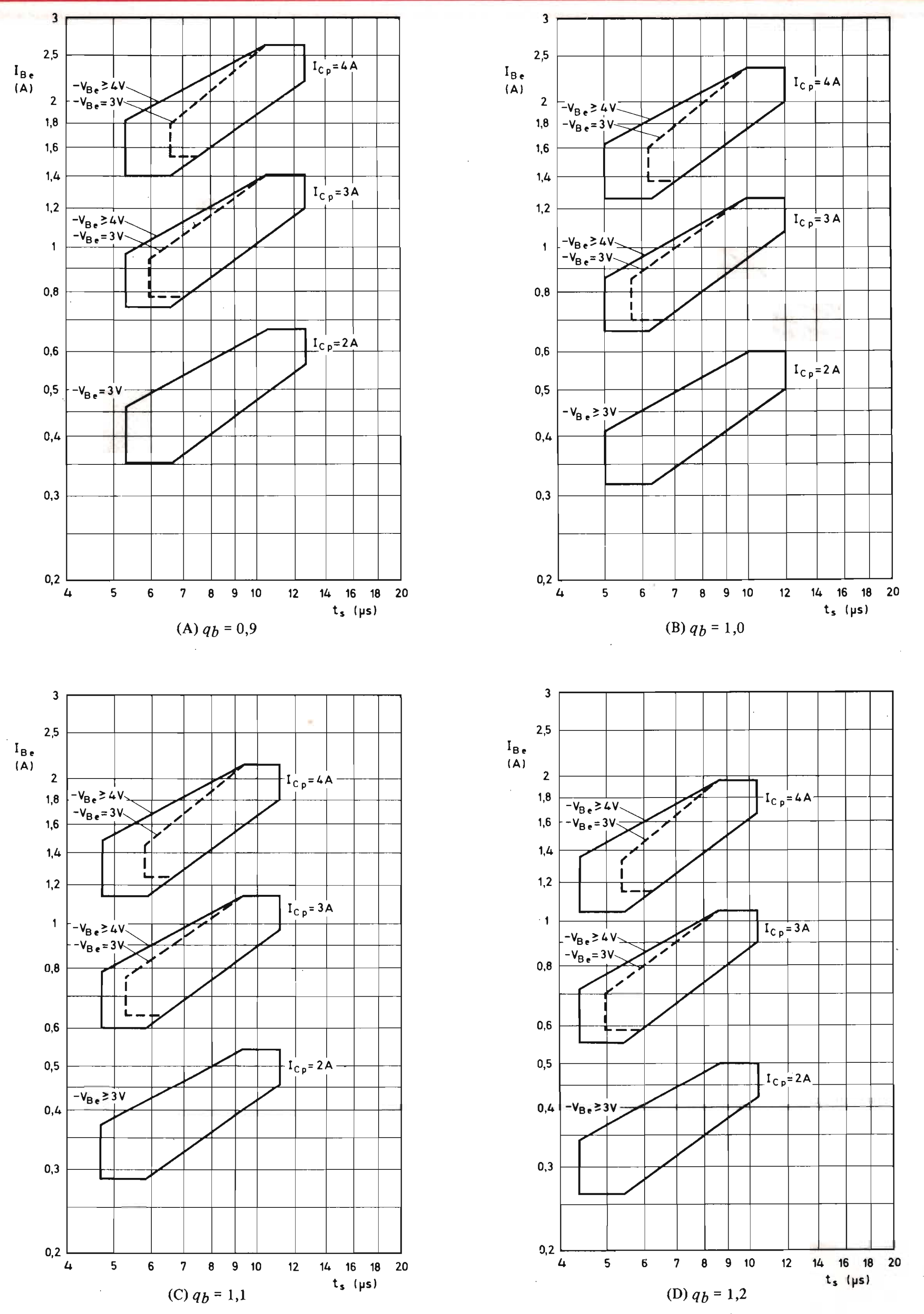
B1 Para hallar el valor de diseño de la tensión de alimentación, síganse los pasos de A1 al A5.

B2 Determínense los valores de la corriente de pico del colector $I_{Cp}$ para tensiones de alimentación mínima y máxima.

B3 Efectúese el paso A5 para los dos valores de $I_{Cp}$ hallados en el paso B2.

### 2.3. Disipación del transistor y exigencias del radiador

La máxima disipación de potencia en un transistor de salida de desviación horizontal se dará, naturalmente, en un circuito en el que una combinación extrema de



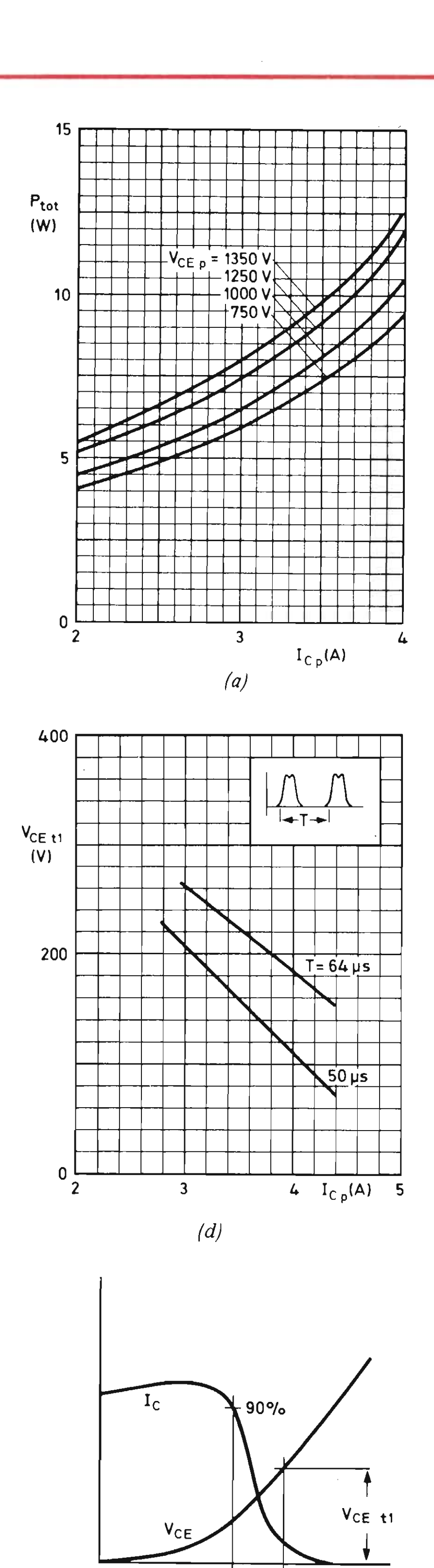

(A) $q_b$ = 0,9

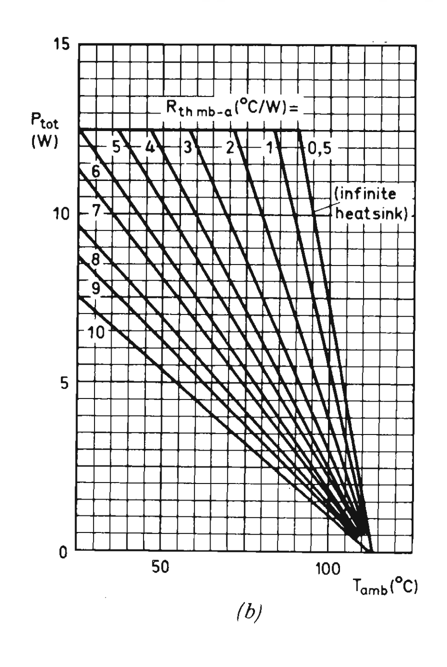
(B) $q_b$ = 1,0

(C) $q_b$ = 1,1

(D) $q_b$ = 1,2

Figura 5. Areas de combinaciones admisibles de $I_{Be}$ y $t_s$ para valores dados de $I_{Cp}$ y $q_b$.



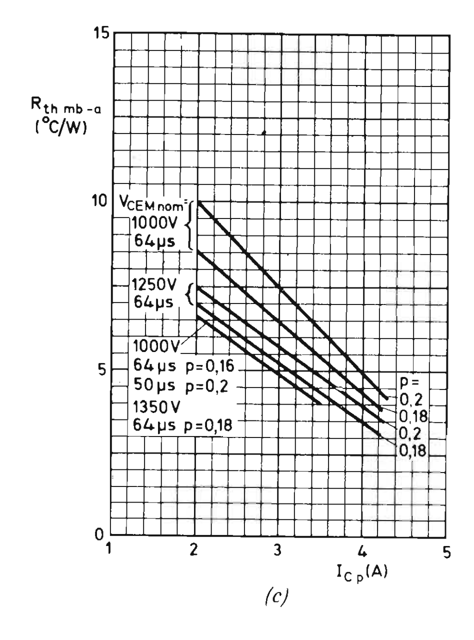




Figura 6. a) Máxima disipación $P_{tot}$ del transistor de salida de línea en función de $I_{Cp}$ con $V_{CEp}$ como parámetro. b) Máxima disipación de potencia $P_{tot}$ del transistor de salida de línea en función de $T_{amb}$ con $R_{th\,mb\text{-}a}$ como parámetro. c) Máximo radiador tolerable para estabilidad térmica. La cantidad $p$ indica la relación entre el impulso de retorno ($t_p$) y el período de impulso ($T$), es decir, $p = t_p/T$. d) Valor máximo del parámetro de diseño $V_{CE}$ ($V_{CE\,t1}$) después de un tiempo $t1 = 0{,}5$ μs en función de $I_{Cp}$ con el período de línea $T$ como parámetro. e) Normas de medida para $t1$ (0,5 μs del 90% del valor de $I_C$).

tolerancia haga que los valores de pico de $V_{CE}$ e $I_C$ se aproximen a sus valores máximos absolutos. Por otra parte, las propiedades que determinan la cantidad de potencia disipada por el transistor en condiciones de funcionamiento dadas están sujetas a dispersiones y dependen de la temperatura.

La condición de máxima disipación de potencia sólo se dará en el caso de que se produzcan simultáneamente:

- una situación de tolerancia extrema como antes se difinió,
- un transistor que tenga valores de parámetros extremos para tensión de saturación y descebado que comporten un aumento de disipación, y
- la máxima temperatura ambiente para la cual se diseñó el transistor.

Es poco probable que se presente esta condición en la práctica. Sin embargo, puede producirse y por eso ha de asegurarse funcionamiento fiable aún en este improbable caso. Esto significa que no deben excederse nunca los valores máximos absolutos de disipación y temperatura de la unión.

Es evidente que los valores de diseño para circuitos fiables han de permitir la combinación de tolerancias extremas. Esto se ha realizado presentando gráficas (fig. 6) que muestran la máxima resistencia térmica admisible entre la base de montaje y ambiente ($R_{th\ mb\text{-}a}$) en función de la máxima temperatura ambiente para varios valores de diseño de $V_{CEp}$ e $I_{Cp}$.

Estas gráficas se basan en el análisis de circuitos prácticos con situaciones de tolerancias prácticas empleando cierta variedad de transistores que cubren todas las dispersiones de parámetros posibles que puedan elevar la disipación del dispositivo. La máxima $R_{th\ mb\text{-}a}$ admisible se determinó, en cada caso, de modo que no se sobrepasara ni la máxima disipación ni la máxima temperatura de la unión. Las gráficas de la figura 6 pueden ser empleadas como formas de incorporar una posible disipación y temperatura de unión extremas en el sistema de valores de diseño para circuitos prácticos.

Para evitar una disipación de descebado excesiva, la velocidad de subida de la tensión de colector-emisor se ha de limitar a un valor (de diseño) indicado en la fig. 6d.

### 2.4. Empleo de las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR)

Si el circuito de desviación horizontal ha sido diseñado teniendo en cuenta los valores de diseño, y la excitación de base y el radiador empleados se adaptan a las normas indicadas en los anteriores apartados, cualquier transistor del tipo en consideración funcionará dentro del área de funcionamiento de seguridad. Esto se puede confirmar por medio de uno de los dos siguientes métodos:

- comprobar un cierto número de circuitos con las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para funcionamiento con impulsos repetitivos de valor máximo absoluto obtenidas a partir de las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) de c.c.,
- seleccionar o construir un circuito de tipo medio y comprobar con las curvas del área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para funcionamiento de impulsos repetitivos de diseño obtenidas a partir de los valores máximos absolutos.

Este último método es mucho más rápido y fiable que el primero; pero en ambos el primer requisito consiste en convertir las curvas SOAR, apropiadas a los valores máximos absolutos, en curvas SOAR de funcionamiento con impulsos repetitivos de valores máximos absolutos para el ciclo de trabajo de los impulsos ($\delta$) empleado.

Puede suponerse funcionamiento con impulsos, pues la disipación en un transistor de salida de circuito de desviación horizontal se debe principalmente a las pérdidas de potencia durante el final de la exploración y la desconexión real de la corriente de colector.

## 3. CONSIDERACIONES DE DISEÑO DEL CIRCUITO EXCITADOR

### 3.1. Condiciones de excitación de base

La excitación de base de los transistores de salida de línea de alta tensión se ha de elegir teniendo en cuenta la disipación total admisible y los errores de linealidad. La disipación total puede subdividirse en pérdidas de colector durante la exploración y el descebado, y pérdidas de excitación de base.

Durante el descebado, las pérdidas son máximas para un transistor con máxima ganancia de corriente que trabaje con máxima corriente de base y mínima corriente de colector. Durante la exploración, las pérdidas de colector son máximas para un transistor con mínima ganancia de corriente que trabaje con mínima corriente de base y máxima corriente de colector. Puesto que el transistor puede entonces dejar de estar saturado, pueden producirse errores de linealidad no tolerables.

Ya que normalmente el transistor es excitado a saturación, la corriente de colector viene determinada por la impedancia de colector y la tensión de alimentación en

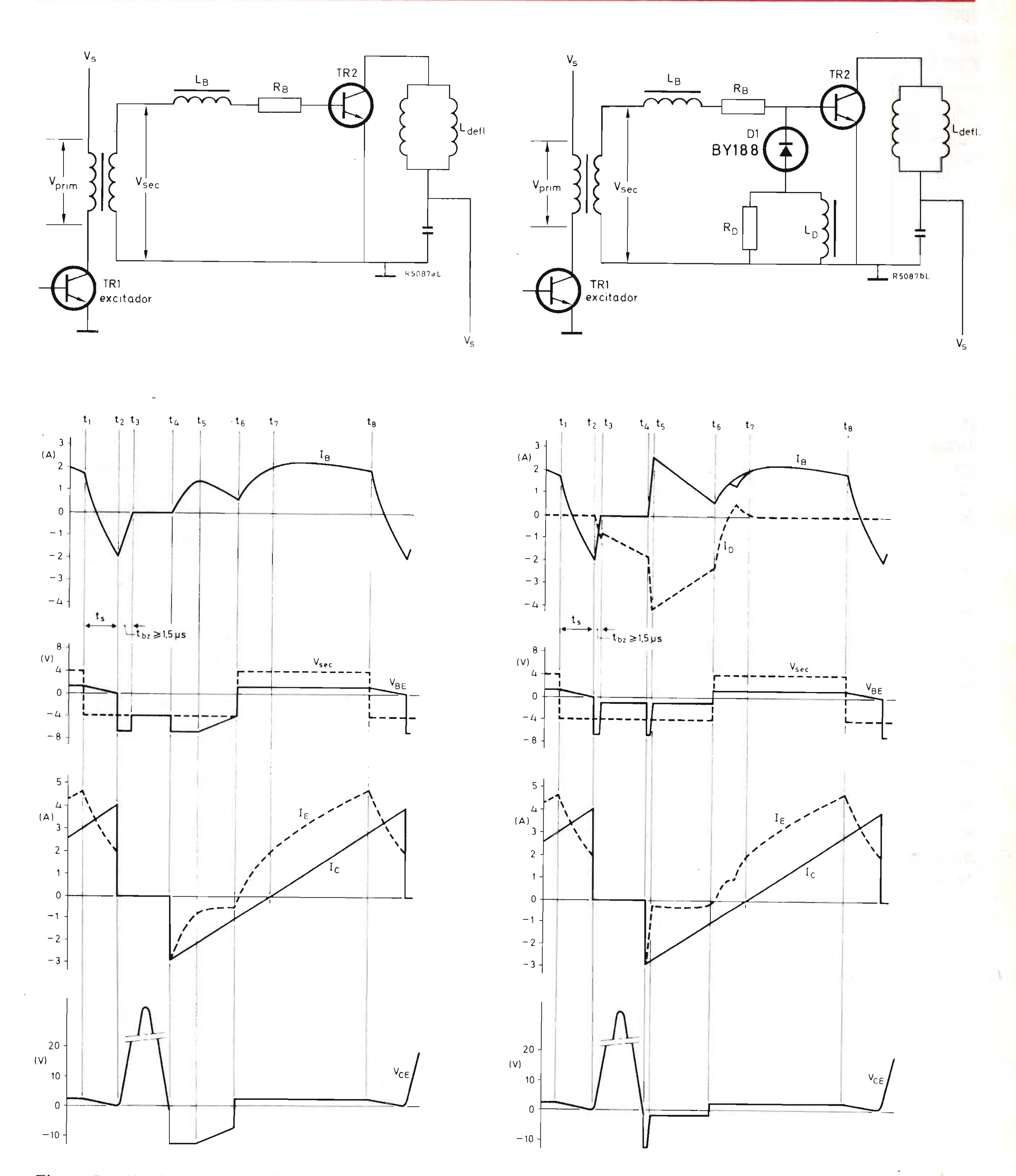



Figura 7a. Circuito de desviación horizontal fundamental y formas de onda asociadas para $I_C < 4$ A.

Figura 7b. Circuito de desviación horizontal fundamental y formas de onda asociadas para $I_C \geqslant 4$ A.

lugar de la excitación de base. Se producen dispersiones de la corriente de colector a causa de dispersiones de los valores de componentes tales como la inductancia de la bobina de desviación y la capacidad de corrección S, así como de las variaciones operacionales de la tensión de alimentación de la corriente del haz y de la condición de sincronismo del oscilador horizontal. La dispersión total de la corriente de colector puede llegar a un 25% de la nominal (para una tensión de alimentación estabilizada), y se ha de incluir en el diseño.

Otros factores que se han de tener en cuenta son los que contribuyen a las variaciones de la excitación de base. Existen dispersiones de valores en los componentes de la etapa de excitación, dispersiones en la tensión base-emisor del transistor de salida y variaciones del ciclo de trabajo y de la frecuencia del oscilador de línea. El circuito excitador se ha de diseñar de modo que estas dispersiones no perjudiquen al transistor de salida. La práctica enseña que la corriente de base al final de la exploración y el tiempo de almacenamiento son los datos de diseño más importantes.

La figura 7 representa un circuito de desviación horizontal fundamental y las formas de onda asociadas. En el circuito de base pueden incluirse un diodo $D1$, $R_D$ y $L_D$ para mejorar la linealidad durante el comienzo de la exploración y limitar la disipación del colector de $TR2$ a $I_C \geqslant 4$ A. El resistor $R_B$ compensa en parte las variaciones de corriente de base originadas por la dispersión de las características del transistor y variaciones de la tensión de excitación. Las condiciones impuestas al circuito son:

- la tensión de polarización inversa para $TR2$, medida entre extremos del secundario del transformador de excitación ha de ser mayor que 3 V para asegurar el bloqueo durante el retorno (véase apartado 3.1.2.),
- el funcionamiento del circuito excitador ha de permitir que durante los tiempos de almacenamiento y de retorno $(t_s$ y $t_{fl})$ la impedancia vista por el devanado secundario del transformador de excitación sea baja en comparación con la del inductor y del resistor de base ($L_B$ y $R_B$). (Véase apartado 3.2.).

### *3.1.1. Correlación entre $L_B$ y $t_s$ durante el bloqueo*

En el momento $t1$ (véase figura 7c), la unión de base-colector está polarizada en sentido directo y se inyectan portadores de carga en la región de la base. El transistor está así saturado. Si en el momento $t1$ la tensión secundaria en el transformador excitador se hace negativa, la corriente de base del transistor $TR2$ comienza a disminuir y descarga la base. Durante el tiempo que va de $t1$ a $t2$ la excitación de la base no influye en el gradiente de concentración en la unión base-colector de $TR2$ de modo que su corriente de colector sigue aumentando. Este tiempo $t1$-2 se denomina generalmente tiempo de almacenamiento y viene determinado principalmente por $L_B$:

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t_{1\text{-}2}} \times L_B = V_{LB} = V_{sec} - V_{BE} - V_{RB}$$

por tanto,

$$\mathrm{d}t_{1\text{-}2} = \frac{\mathrm{d}iL_B}{V_{sec} - V_{BE} - V_{RB}}$$

De esta fórmula se puede deducir que, para un valor dado de $V_{sec}$, debe elegirse el valor de $L_B$ de modo que se alcance el tiempo de almacenamiento necesario.

Si el tiempo de almacenamiento fuera demasiado corto, la unión base-emisor de $TR2$ se polarizaría en sentido inverso antes que la unión colector-base (fig. 7c, en $t2$'). En estas condiciones, la carga residual en la base tendría que eliminarse mediante recombinación en el material, lo cual daría lugar a un paso de corriente de colector a base. Puesto que ese paso de corriente se produciría durante el período de aumento de la tensión de retorno en el colector de $TR2$, se originarían elevadas pérdidas de retorno.

Si el tiempo de almacenamiento fuera demasiado grande, el transistor trabajaría fuera del codo de la característica antes del retorno y aumentarían las pérdidas durante la exploración.

El tiempo de almacenamiento nominal ha de ajustarse a un valor que depende de la corriente de pico del colector de $TR2$. Este valor, dado que el transistor se mantiene saturado antes de $t2$, viene determinado por condiciones exteriores como la tensión de alimentación, la tensión de saturación de $TR2$, la inductancia del transformador de salida y la inductancia de la bobina de desviación.

*Circuito con D1 incorporado.* Durante el período $t1$-2 el diodo de base opcional no afectará el funcionamiento del circuito, pues está polarizado en sentido inverso.

### *3.1.2. Parámetros durante el intervalo t2-t3*

Durante el intervalo $t2$-3 el gradiente de concentración en la unión base-colector de $TR2$ disminuye, y la corriente de colector también disminuye haciendo que el transistor salga de saturación. En el instante $t2$ la base se descarga suficientemente para polarizar en sentido inverso la unión colector-base y así hacer que la corriente de colector comience a anularse.

Durante este intervalo $t2$-3, el paso a positivo de la corriente de base produce una corriente a través de $L_B$; el pico de tensión de paso a negativo resultante en $L_B$ se suma a la tensión de excitación de paso a negativo $V_{sec}$. La suma de estas dos tensiones es limitada a unos –7 V por la acción zener del diodo de base-emisor de $TR2$, y la tensión resultante es igual a:

$$V_{LB} = V_{zener} - V_{sec} = L_B \, di/dt_{2\text{-}3}$$

de donde tenemos que:

$$dt_{2\text{-}3} = L_B \, di/(V_{zener} - V_{sec}).$$

Por consiguiente, el intervalo $t2$-3 se puede aumentar incrementando $V_{sec}$, cuyos valores típicos son 3 V para $I_{Cp}$ = 2 A y más de 4 V para $I_{Cp}$ = 3 A ó 4 A. Los transistores BU207/208/209 requieren que este tiempo no sea inferior al de caída de la corriente de colector ($>$ 1,5 $\mu$s) para asegurar el correcto bloqueo del transistor en consideración en todas las condiciones prácticas.

*Circuito con D1 incorporado.* Cuando la unión base-emisor de $TR3$ está polarizada en sentido inverso en el instante $t2$, parte de la corriente de excitación pasa a través de $D1$ y, por tanto, la corriente de la base disminuye. Si la corriente del diodo alcanza el valor de la corriente de excitación, la acción zener del diodo base-emisor de $TR2$ cesa y la tensión base-emisor se reduce al nivel de la tensión en sentido directo entre extremos de $D1$. La duración del tiempo $t2$-3, por tanto, depende de la velocidad de subida de la corriente en $D1$ cuando se polariza en sentido directo. El retardo de cebado de $D1$ naturalmente está sujeto a dispersión, de modo que se conecta $L_D$ (10 $\mu$H) en serie para garantizar que este tiempo sea mayor que 1,5 $\mu$s con los diodos BY188. Las oscilaciones parásitas se evitan amortiguando $L_D$ con un resistor de 33 ohmios conectado en paralelo ($R_D$).

*3 1. 3 Parámetro durante la exploración (t4-t8)*

En el instante $t4$, la tensión de retorno en el colector de $TR2$ se hace negativa. Por consiguiente, la unión de colector-base comienza a actuar como diodo de ganancia en paralelo a través del cual pasa la corriente de recuperación negativa hacia el colector. El nivel de esta corriente está determinado por el circuito de colector y, en la base de $TR2$, se divide en las siguientes componentes:

- corriente a través de $L_B$
- corriente a través del emisor de $TR2$ debido al funcionamiento en sentido inverso del transistor
- corriente a través de $L_D$ por medio de $D1$ (si emplean estos componentes).

La corriente que pasa a través de $L_B$ origina un pico de tensión negativa en la inductancia y esta tensión, sumada a $-V_{sec}$, queda limitada a unos 7 V por la acción zener del diodo base-emisor.

Durante el intervalo comprendido entre $t4$ y $t5$, la tensión de desviación es igual a la suma de $V_S$ y $V_{BE}$; en $t5$ esta tensión es la suma de $V_S$ y $V_{sec}$ y en el instante $t6$, cuando el transistor vuelve a estar excitado en sentido positivo, pasa de nuevo a la diferencia entre $V_S$ y $V_{CE\,sat}$. Estos cambios en el nivel de la tensión de desviación originan no linealidad de la exploración y también aumentan la disipación en $TR2$.

*Circuito con D1 incorporado.* Para mejorar la linealidad y disminuir la disipación total en $TR2$ se puede emplear el diodo $D1$ para limitar la tensión $V_{BE}$ de $TR2$ durante la primera parte del período de exploración (véase apartado 3.1.4.). Sin embargo, debido a la presencia de $L_D$ y al rápido aumento de la corriente de recuperación durante la primera parte de la exploración, el diodo base-emisor de $TR2$ es excitado a ruptura. El tiempo durante el cual $TR2$ se mantiene en ruptura se

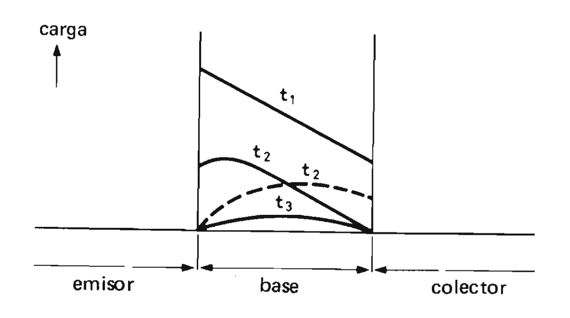



Figura 7c. Representación simplificada de la distribución de carga a través de la base de un transistor de salida horizontal para varios tiempos.

limita conectando el inductor $L_D$ en serie con $D1$. Este inductor no está saturado durante el bloqueo ($t$2-3), pero se satura durante la exploración. Uno de los inconvenientes del empleo de $D1$ consiste en que durante el período de excitación negativa origina una carga adicional en el transistor de excitación $TR1$. Por consiguiente, si se emplea un diodo de ganancia base-emisor, puede ser necesario emplear un transistor de mayor potencia para $TR1$ de lo que habría sido necesario sin dicho diodo.

### *3.1.4. Punto de inicio para excitación positiva*

En el punto en el cual $V_{sec}$ se hace positiva (inicio de la excitación positiva) puede producirse en cualquier momento entre $t4$ y $t7$. La figura 8 muestra el tiempo mínimo δ mín T y el tiempo máximo δ máx T durante el cual $V_{sec}$ se mantiene positiva. Las siguientes ecuaciones son válidas para los ciclos de trabajo mínimo y máximo:

$$\delta_{\min} = (1 - p)/(1 + \sqrt{\eta}) - t_s/T \text{ and } \delta_{\max} = 1 - p - t_s/T$$

en donde $p = t_{fl}/T$

y $$\sqrt{\eta} = I_{C\,neg}/I_{C\,pos} = \frac{(1 - p)\, I_{C\,p\text{-}p} - 2I_{C\,AV}}{(1 - p)\, I_{C\,p\text{-}p} + 2I_{C\,AV}}$$

El valor nominal del ciclo de trabajo del excitador debe elegirse de modo que las tolerancias en frecuencia y ciclo de trabajo del oscilador de línea no hagan sobrepasar nunca el valor máximo o mínimo de δ. En la práctica pueden emplearse los siguientes valores:

$p = 0{,}19$
$\sqrt{\eta} = 0{,}75$
$T = 64\,\mu s$
$t_s = 10\,\mu s$

de modo que

$$\delta_{\min} = 0{,}3 \text{ and } \delta_{\max} = 0{,}6.$$

Para reducir la influencia de la dispersión de la tensión base-emisor de $TR2$, se ha conectado un resistor entre el transformador de excitación y la base de $TR2$.

*Circuito con D1 incorporado.* El valor de la reducción de la disipación de $TR2$ por medio de $D1$ depende del punto de iniciación de la excitación positiva. Para δ máx, la reducción de disipación es insignificante y para δ = 0,45 (excitación directa iniciada en la parte media del período de exploración negativo) la reducción de disipación es de 2,5 W. Se emplea como $D1$ un diodo BY188.

### 3.2. Circuitos de excitación

En el apartado 2.2.1. se definen los parámetros que determinan la excitación de la base en sentido directo, ($I_{Be}$, $q_b$ y $t_s$) e indican los métodos para medirlos en un circuito real. Es evidente que las dispersiones totales de la corriente de base al final de la exploración y durante el tiempo de almacenamiento (originadas por dispersiones de valores de los componentes del circuito excitador) así como variaciones de la tensión de alimentación y ciclo de trabajo del oscilador horizontal, determinan la elección del circuito excitador. Otras condiciones impuestas al circuito excitador son que la corriente de descarga de base debe ser suficientemente elevada para asegurar que la realimentación de los impulsos de retorno de alta tensión de colector a base del transistor de salida sea despreciable. Por consiguiente, la impedancia vista por el secundario del trans-

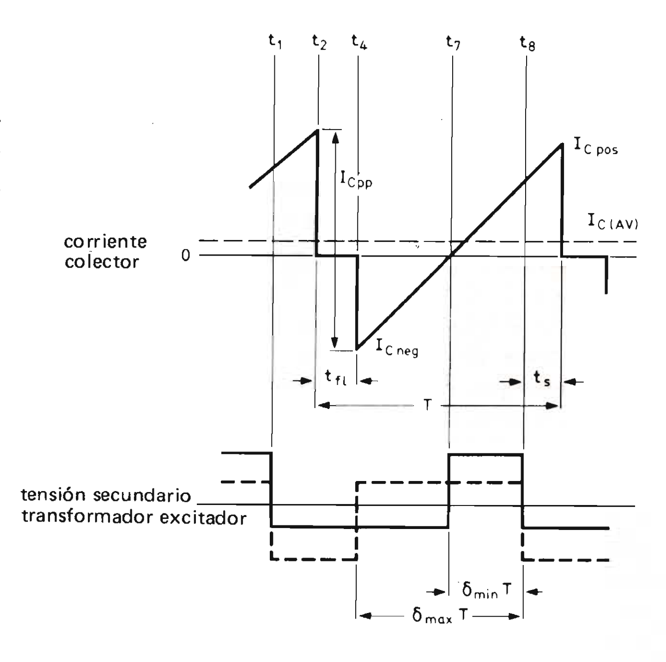



Figura 8. Tensión del secundario del transformador de excitación de función del tiempo referido a la corriente de colector del transistor de salida de línea. La línea de trazo continuo indica el mínimo ciclo de trabajo δ *mín T* y la línea de trazos, el máximo ciclo de trabajo δ *máx T*.

formador de excitación ha de ser baja durante los períodos de almacenamiento y de retorno ($t_s$ y $t_{fl}$).

La base puede excitarse en modo no simultáneo (el transistor de excitación conduce cuando el transistor de salida de línea está bloqueado) o en el modo simultáneo (los transistores de excitación y de salida conducen o están bloqueados simultáneamente). Si se excitan en el modo no simultáneo, la base del transistor de salida es excitada por la energía almacenada en el transformador de excitación durante el período de conducción del transistor de excitación.

La señal de excitación se puede obtener de uno de los dos tipos de osciladores siguiente:

– oscilador en el cual el ciclo de trabajo, una vez establecido, se mantiene fijo (por ejemplo, un oscilador de onda sinusoidal o un circuito de oscilador de línea integrado TBA720A)
– oscilador en el cual el ciclo de trabajo depende del funcionamiento de un lazo de control de fase incorporado (por ejemplo, el oscilador de la combinación horizontal integrada TBA920).

### *3.2.1. Oscilador fijo con diodo en el circuito de base del transistor de salida*

La figura 9 representan un circuito excitador con un transformador de excitación sintonizado. Puesto que el transformador de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y de retorno, la impedancia vista por el secundario será baja; este circuito sólo se puede emplear en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia de línea con $C_p$ se obtiene una excitación correcta con el mínimo consumo de corriente de la fuente de alimentación. Los valores de los componentes del esquema son para $q_b = 1$. El resistor $R_p$ limita corriente de pico del colector del transistor de excitación durante la conmutación. El resistor $R_S$ protege el transformador de excitación en el caso de un cortocircuito accidental del transistor.

Este circuito es interesante por su sencillez, pero deben tenerse en cuenta las dispersiones indicadas en la tabla 4. Puesto que las dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ no guardan correlación para las causas A de la tabla y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de $I_{Be}$ y $t_s$ nominal no es rectangular. La figura 10 muestra el campo de dispersiones según los valores indicados en la tabla 4, y el área de tolerancia admisible.

Por consiguiente, puede deducirse que el circuito de excitación puede ser empleado con una variación del ciclo de trabajo del ±20% (δ mín = 0,4; δ máx = 0,6). Aunque las variaciones de la frecuencia del oscilador no influyen en la excitación de base ocasionan una variación de la corriente de pico de colector del transistor de salida, razón por la cual la excitación nominal ha de elegirse de modo que el transistor de salida no esté nunca subexcitado ni sobreexcitado.

La figura 11 muestra algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 9.

La principal ventaja de este circuito, comparado con un circuito sin diodo, es la reducción de la disipación en el transistor de salida. Los inconvenientes son el aumento de disipación en el transistor de excitación y la reducción de estabilidad en presencia de variaciones de la corriente de colector en el transistor de excitación.

### *3.2.2. Oscilador fijo con diodo en el circuito de colector del transistor de salida*

La figura 12 representa un circuito de excitación con un transformador sintonizado y un diodo en el circuito de colector del transistor de salida. Puesto que el transistor de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y retorno, la impedancia vista por el secundario será baja; este circuito sólo puede ser empleado en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia horizontal con $C_p$ se obtiene una excitación correcta con mínimo consumo de corriente de la fuente de alimentación. Los valores de los componentes en el circulo son para $q_b = 1$. El resistor $R_P$ limita la corriente de pico del colector del transformador de excitación durante la conmutación. El resistor $R_S$ protege el transformador de excitación en el caso de un cortocircuito accidental del transistor de excitación.

Han de tenerse en cuenta las dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ indicadas en la tabla 5. Puesto que las dispersiones no guardan correlación para las causas A de la tabla y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de los valores nominales de $I_{Be}$ y $t_s$ no es rectangular. La figura 13 muestra el campo de dispersiones según los valores de la tabla 5, y el área de tolerancia admisible.

Se puede deducir, pues, que el circuito excitador puede ser empledo con una variación del ciclo de trabajo del ±20% (δ mín = 0,4; δ máx = 0,6). Las principales ventajas de este circuito en comparación con el circuito de la figura 9 son:

– reducida disipación en el transistor de excitación, y
– aumento de la estabilidad en presencia de variaciones de la corriente de colector en el transistor de excitación.

Tabla 4. Dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ para el circuito de la figura 9.

| | componente | valor nominal | % tolerancia | dispersiones de parámetros debidas a tolerancias de los componentes $\Delta I_{Be}$ (%) | $\Delta t_s$ (%) |
|---|---|---|---|---|---|
| | $C_P$ | 6,8 nF | ± 10 | ± 3 | <0,5 |
| | $R_P$ | 1 kΩ | ± 5 | ± 1,5 | <0,5 |
| *A* | $R_S$ | 560 Ω | ± 5 | ± 1,5 | <0,5 |
| | $L_B$ | 4 μH | ± 10 | <0,5 | ± 3 |
| | $R_B$ | 1,8 Ω | ± 10 | ± 5 | <0,5 |
| | Suma estadística de dispersiones | | | ± 6,2 | ± 3,1 |
| | **parámetro** | **valor nominal** | **% tolerancia** | | |
| | ciclo de trabajo | 0,5 | ± 20 | ± 25 | ± 25 |
| *B* | frecuencia oscilación | | ± 10 | 0 | 0 |
| | BU208 | | | ± 5 | ± 10 |
| *C* | Suma estadística de dispersiones | | | ± 26 | ± 27 |

A = dispersiones sin correlación
B = dispersiones con correlación
C = suma de dispersiones con y sin correlación

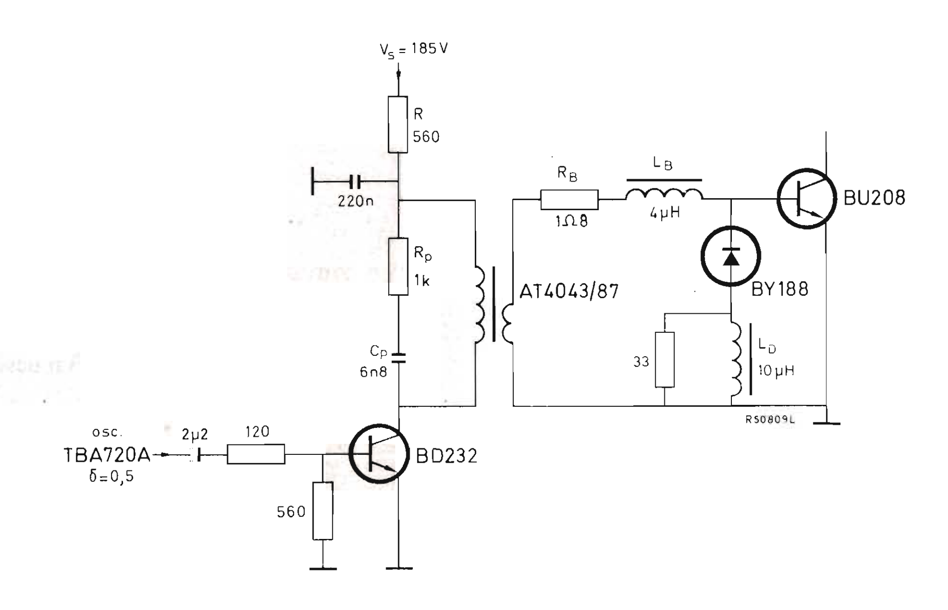



Figura 9. Circuito de excitación para ciclo de trabajo fijo con diodo en el circuito de la base del transistor de salida. $I_{Be} = 1{,}8$ A, $t_s = 7$ μs, $I_{Cp} = 4$ A y $q_b = 1$.

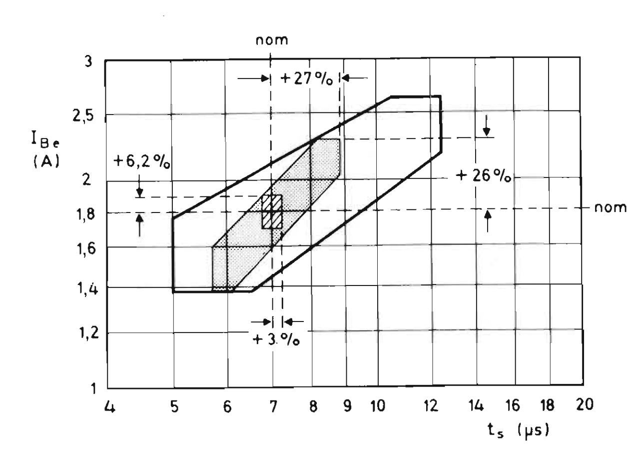



Figura 10. Combinaciones posibles de $I_{Be}$ y $t_s$ en el circuito de la figura 9. La intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones de los componentes no sobrepasan los valores indicados en la tabla 4 (A). La zona con puntos indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan los valores indicados en la tabla 4 (C). Esta zona se ha de mantener dentro de la zona no sombreada de combinaciones admisibles. $I_{Cp} = 4$ A nom., $I_{Be} = 1{,}8$ A nom., $t_s = 7$ μs nom. y $q_b = 1$.

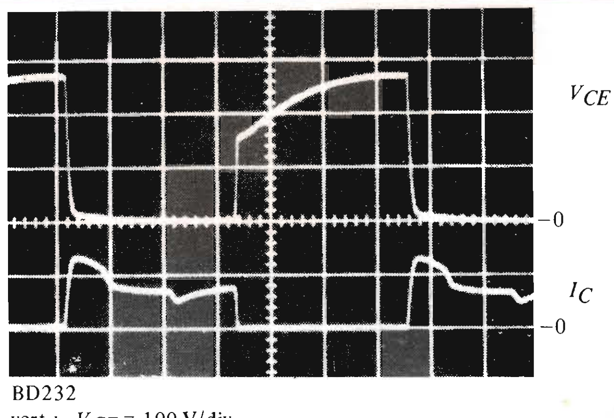
La figura 14 muestra algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 12.

### *3.2.3. Oscilador variable con diodo en el circuito de base del transistor de salida*

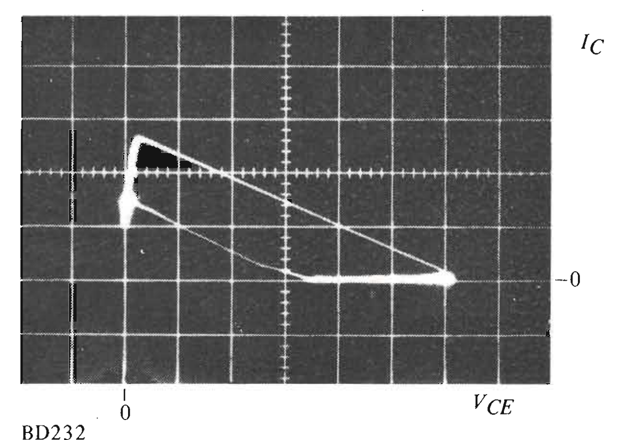
La figura 15 representa un circuito de excitación con un transformador de excitación sintonizado. Puesto que el transistor de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y de retorno, la impedancia vista por el secundario será baja; este circuito sólo puede ser empleado en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia horizontal con $C_P$, se obtiene una excitación correcta con mínimo de consumo de corriente de la fuente de alimentación.

Los valores de los componentes del circuito son para $q_b = 0{,}95$. El resistor $R_P$ limita la corriente de pico del colector del transistor de excitación durante la conmutación. El resistor $R_S$ protege el transformador de excitación si el transistor de excitación se cortocircuita accidentalmente.

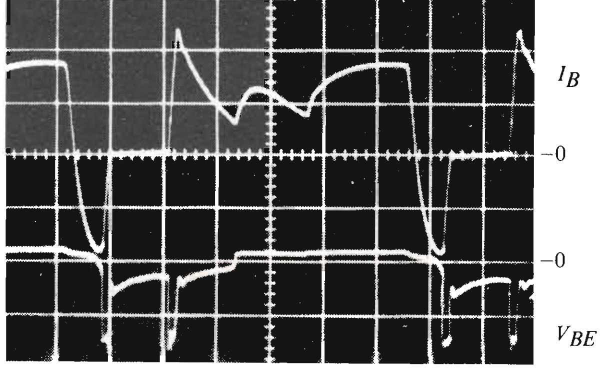
Antes de examinar los parámetros del circuito de excitación, conviene describir el funcionamiento de la sección oscilador del circuito integrado TBA920. En este oscilador los flancos anteriores de los impulsos de salida




BD232
vert.: $V_{CE}$ = 100 V/div
$I_C$ = 200 mA/div
hor.: = 10 μs/div




BD232
vert.: 100 mA/div
hor.: 50 V/div




BU208
vert.: $I_B$ = 1 A/div
$V_{BE}$ = 5 V/div
hor.: = 10 μs/div

Figura 11. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 9.

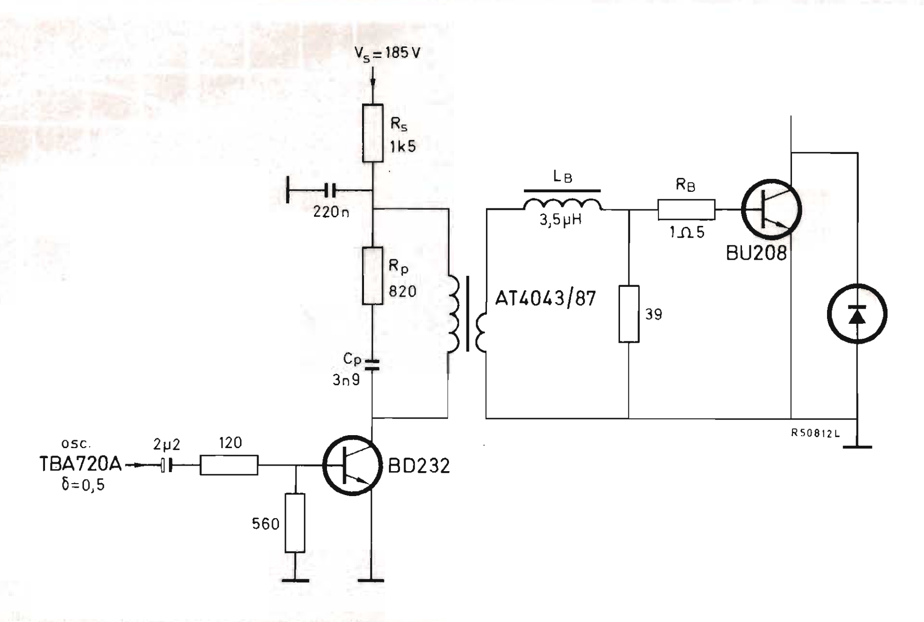



Figura 12. Circuito de excitación de ciclo de trabajo fijo con diodo en el circuito de colector del transistor de salida. $I_{Be} = 1{,}8$ A, $t_s = 8$ μs, $I_{Cn} = 4$ A y $q_b = 1$.

Tabla 5. Dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ para el circuito de la figura 12

| | componente | valor nominal | % tolerancia | dispersiones de parámetros debidas a las tolerancias de los componentes $\Delta I_{Be}$ (%) | $\Delta t_s$ (%) |
|---|---|---|---|---|---|
| A | $C_P$ | 3,9 nF | ± 10 | <0,5 | <0,5 |
| | $R_P$ | 820 Ω | ± 5 | ± 1,5 | <0,5 |
| | $R_S$ | 1,5 kΩ | ± 5 | ± 2,5 | <0,5 |
| | $L_B$ | 3,5 μH | ± 10 | <0,5 | ± 2,5 |
| | $R_B$ | 1,5 Ω | ± 10 | ± 5 | <2,5 |
| | Suma estadística de dispersiones | | | ± 5,8 | ± 2,7 |
| | **parámetro** | **valor nominal** | **% tolerancia** | | |
| B | ciclo de trabajo | 0,5 | ± 20 | ± 22 | ± 16 |
| | frecuencia oscilación | | ± 10 | ± 3 | ± 4 |
| | BU208 | | | ± 5 | ± 10 |
| C | Suma estadística de dispersiones | | | ± 23,5 | - 19,6 |

A = dispersiones sin correlación
B = dispersiones con correlación
C = suma de dispersiones con y sin correlación

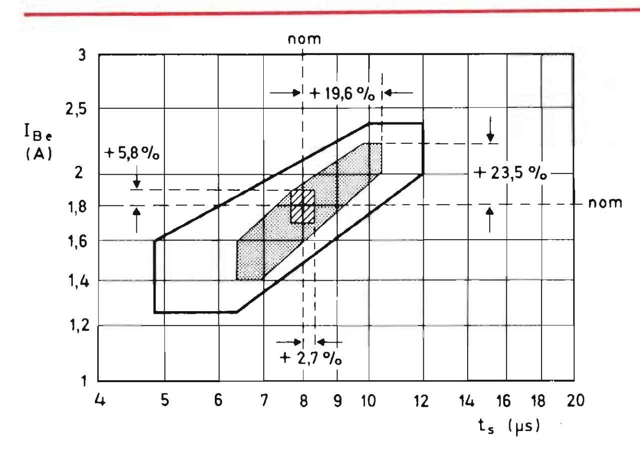



Figura 13. Posibles combinaciones de $I_{Be}$ y $t_s$ en el circuito de la figura 12. El punto de intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan los valores indicados en la tabla 5 (A). La zona con puntos indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan los valores indicados en la tabla 5 (C). Esta zona se ha de mantener dentro de la zona no sombreada de combinaciones admisibles. $I_{Cp} = 4$ A nom., $I_{Be} = 1{,}8$ A nom., $t_s = 8$ µs nom. y $q_b = 1$.

se sincronizan con los impulsos de sincronismo, y los flancos posteriores de los impulsos de salida se producen 8 µs después del centro de los impulsos de retroceso del transformador de salida horizontal. El ancho de los impulsos de salida (y por tanto el ciclo de trabajo) será así determinado por las características de la etapa de salida horizontal y el tiempo de retardo del circuito integrado ($t_{IC}$) como se muestra en la figura 16. El ciclo de trabajo viene dado por:

$$\delta = \frac{1}{T} \left[ T - (t_s + t_{IC} + 0{,}5\ t_{fl}) \right]$$

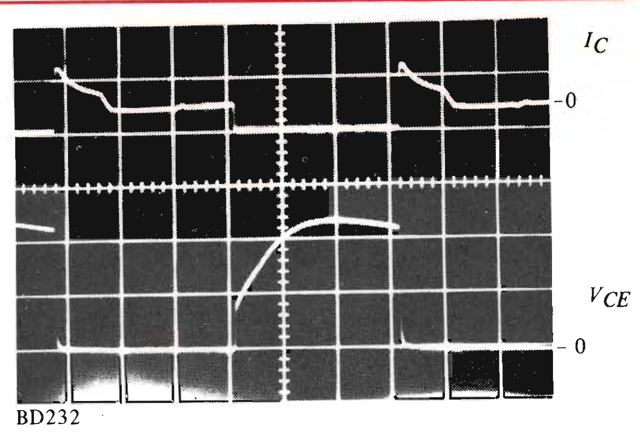
de donde obtenemos, para los valores indicados en la figura 21:

$$\delta = 0{,}01 \left[ 64 - (7 + 8 + 6) \right] = 0{,}67.$$

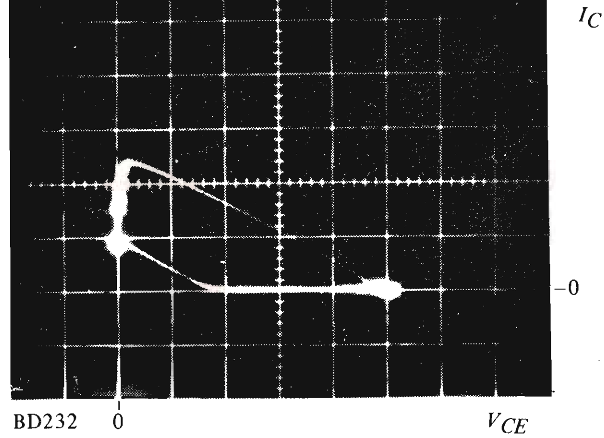
Puesto que los impulsos de salida procedentes del oscilador son positivos durante el 0,33 aproximadamente del período horizontal, pueden conectarse directamente al excitador de modo no simultáneo. Si se emplea un excitador de modo simultáneo, debe conectarse un inversos de fase entre el oscilador y el excitador.

En la tabla 6 se indica la influencia de las dispersiones de los componentes en el ciclo de trabajo. La influencia de la variación de frecuencia en el ciclo de trabajo se describe aparte.

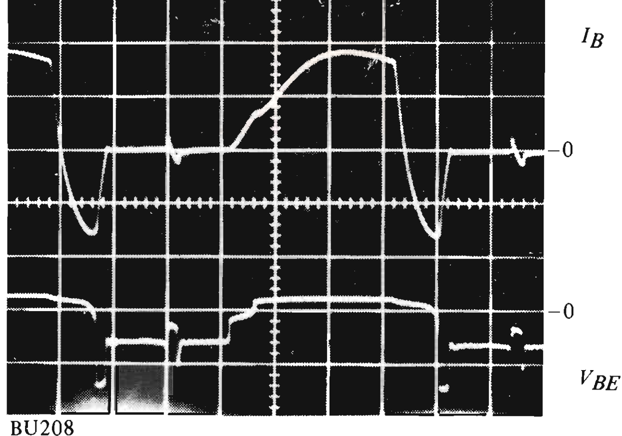
La máxima reducción posible de la frecuencia del oscilador en el TBA920 (−10%) ocasiona un aumento del 10% aproximadamente de $I_{Cp}$ y $V_{CE}$ en el transistor




BD232
vert.: $I_C$ = 200 mA/div
$V_{CE}$ = 100 V/div
hor.: = 10 µs/div




BD232
vert.: 100 mA/div
hor.: 50 V/div




BU208
vert.: $I_B$ = 1 A/div
$V_{BE}$ = 5 V/div
hor.: = 10 µs/div

Figura 14. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 12.

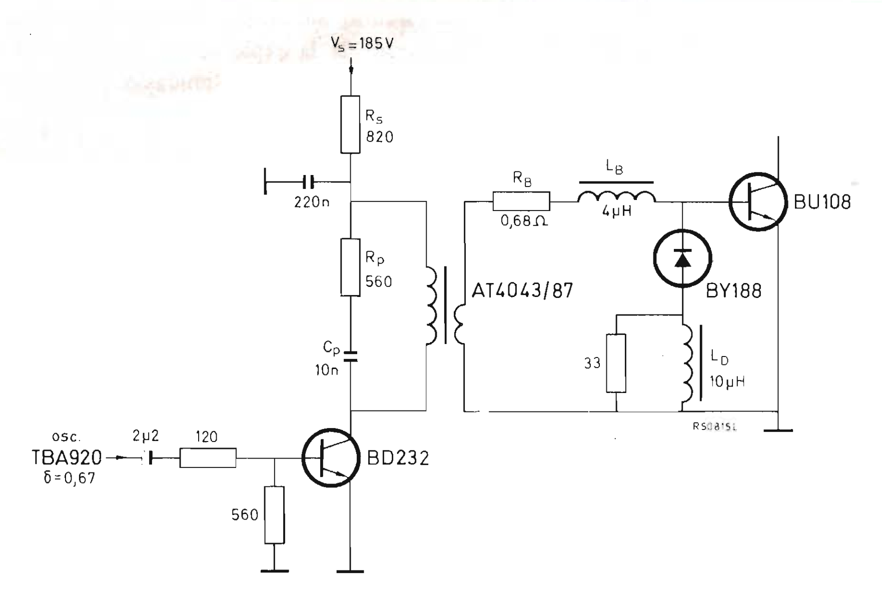



Figura 15. Circuito excitador de ciclo de trabajo variable con diodo en el circuito de base del transistor de salida. $I_{Be} = 1{,}7$ A, $t_s = 7\ \mu s\ I_{Cp} = 4$ A y $q_b = 0{,}95$.

de salida. Antes de conectarlo a un nuevo receptor, el oscilador se ha de ajustar a su valor máximo para evitar una elevada disipación en el transistor de salida. Después se puede ajustar la frecuencia al valor nominal. Además de los posibles desajustes de frecuencia durante la producción y el servicio, también pueden producirse desviaciones de frecuencia por envejecimiento de los componentes, fluctuaciones de la temperatura, así como por la conexión a un magnetoscopio; de todos modos estas desviaciones son siempre poco importantes.

Las dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ indicadas en la tabla 7 corresponden al circuito de la figura 15. Puesto que las dispersiones no guardan correlación para las causas A y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de los valores nominales de $I_{Be}$ y $t_s$ no es rectangular. La figura 17 muestra el campo de dispersiones según los valores indicados en la tabla 7 y el área de tolerancia admisible.

De los resultados puede deducirse que, para una máxima variación de frecuencia del oscilador del ±10%, el campo de dispersiones se mantiene dentro del área de tolerancia admisible.

Tabla 6. Influencia de las dispersiones de los componentes en el ciclo de trabajo

| componente | valor nominal | % tolerancia | dispersiones de parámetros debidas a tolerancias de componentes $\Delta t_s$ | $\Delta t_f$ | $\Delta t_{IC}$ | $\Delta\delta$ % |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $L_B$ | 7 µH | | ± 0,2 µs | – | – | ± 0,5 |
| $C_{retorno}$ | 10 nF | | – | ± 0,3 µs | – | ± 1,0 |
| * $L_{desviación}$ | | | – | ± 0,18 µs | – | ± 0,6 |
| TBA920 | $t_{1C}$ = 8 µs | | – | – | ± 0,56 µs | ± 1,5 |
| BU208 | $t_s$ = 7 µs | | ± 0,7 µs | – | – | ± 2,0 |
| | | | Suma estadística de dispersiones de δ ± 2,8 | | | |

*no incluye la influencia del transformador de salida horizontal

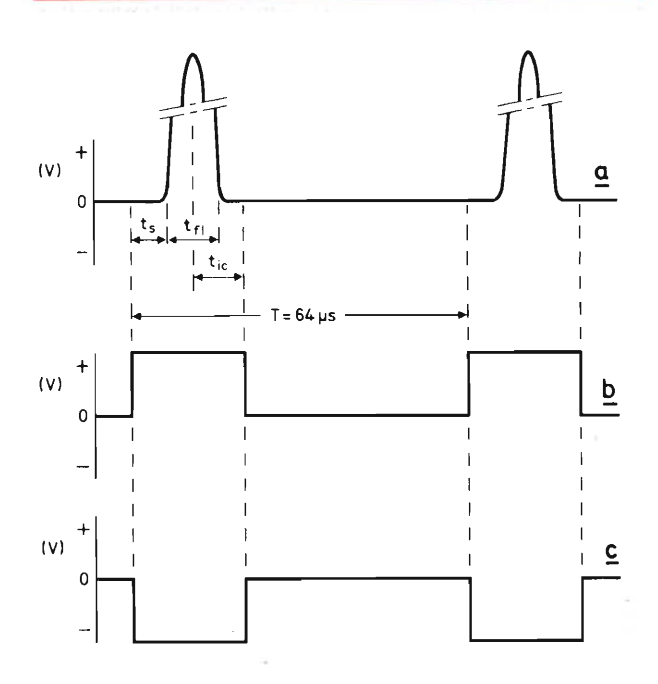



Figura 16. Control del oscilador de TBA920. En el circuito $t_s$ (tiempo de almacenamiento del BU208) = 7 µs, $t_{fl}$ (tiempo de retorno) = 12 µs y $t_{ic}$(tiempo de retardo del TBA920) = 8 µs.

La principal ventaja de este circuito, comparado con un circuito sin diodo, es que mejora la linealidad al comienzo de la exploración. La figura 18 muestra algunas formas de onda obtenidas con el circuito de la fig.15.

### 3.2.4. Oscilador variable sin diodo

La figura 19 muestra un circuito con un transformador sintonizado, pero sin diodo. Puesto que el transistor de excitación está saturado durante los períodos de almacenamiento y retorno, la impedancia vista por el secundario es baja; este circuito sólo puede ser empleado en el modo no simultáneo. Sintonizando el primario del transformador de excitación a la mitad de la frecuencia horizontal con $C_p$, se obtiene una excitación correcta con el mínimo consumo de corriente de la fuente de alimentación. Los valores de los componentes empleados son para $q_b = 1$. El resistor $R_p$ limita la corriente de pico del colector del transistor de excitación durante la conmutación. El resistor $R_s$ protege el transformador de excitación en el caso de un cortocircuito accidental del transistor de excitación.

Las observaciones que se han hecho sobre el funcionamiento del oscilador del TBA920 en el apartado 3.2.3. son válidas también para este circuito.

Tabla 7. Dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ para el circuito de la figura 15

| | componentes | valor nominal | % tolerancia | dispersiones de parámetros debidas a las toleranciasde los componentes $\Delta I_{Be}$ (%) | $\Delta t_s$ (%) |
|---|---|---|---|---|---|
| | $C_P$ | 10 nF | ± 10 | ± 2 | ± 0,5 |
| | $R_P$ | 560 Ω | ± 5 | ± 1,5 | ± 0,5 |
| A | $R_S$ | 820 Ω | ± 5 | ± 1,5 | ± 0,5 |
| | $L_B$ | 4 µH | ± 10 | ± 0,5 | ± 3 |
| | $R_B$ | 0,68Ω | ± 10 | ± 2,5 | ± 0,5 |
| | Suma estadística de dispersiones | | | ± 3,8 | ± 3 |
| | parámetro | valor nominal | % tolerancia | | |
| | ciclo de trabajo | 0,67 | ± 2,8 | ± 9 | ± 6 |
| B | frecuencia oscilación | | ± 10 | ± 19 | ± 11 |
| | BU208 | | | ± 5 | ± 10 |
| C | Suma estadística de dispersiones | | | ± 22 | ± 16,5 |

A = dispersiones sin correlación
B = dispersiones con correlación
C = suma de dispersiones con y sin correlación

Deberán tenerse en cuenta las dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$ indicadas en la tabla 8. Puesto que las dispersiones no guardan correlación para la causa A y están correlacionadas para las causas B, el campo de dispersiones alrededor de los valores nominales no será rectangular. La figura 20 muestra el campo de dispersiones según los valores indicados en la tabla 8, y el área de tolerancia admisible. De los resultados se deduce que el circuito excitador puede ser empleado con una variación de frecuencia del oscilador del ±20% (el TBA920 sobrepasa esta especificación con un amplio margen). Sin embargo, para una frecuencia del 20% por debajo de la nominal, los valores de $V_{CE}$ e $I_{Cp}$ han de mantenerse dentro de los valores admitidos.

Las principales ventajas de este circuito, en comparación con el circuito descrito en el apartado 3.2.3., son:

– reducida disipación en el transistor de excitación, y
– menor sensibilidad con respecto a las variaciones de frecuencia del oscilador.

La figura 21 muestra algunas formas de onda del circuito de la figura 19.

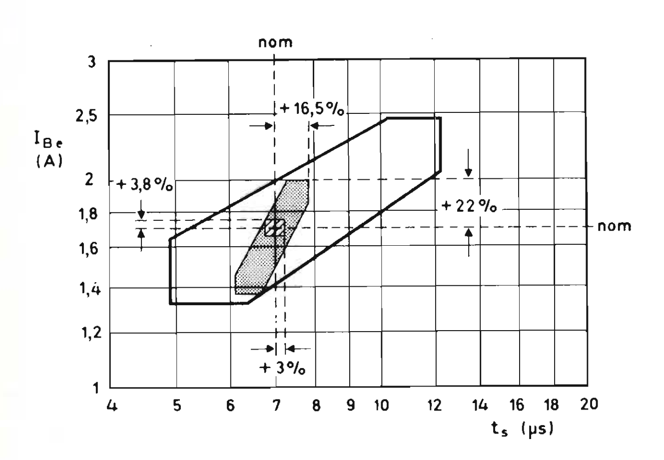
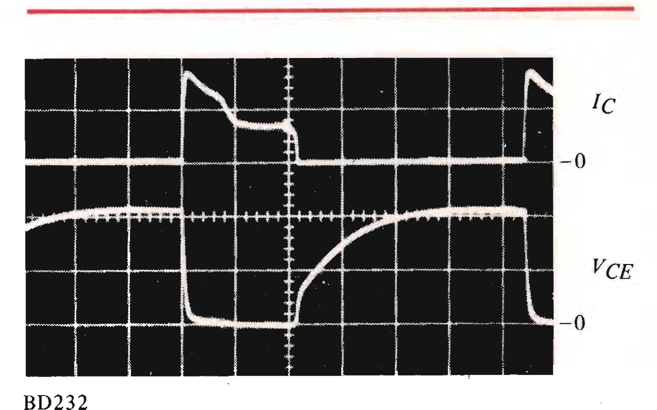
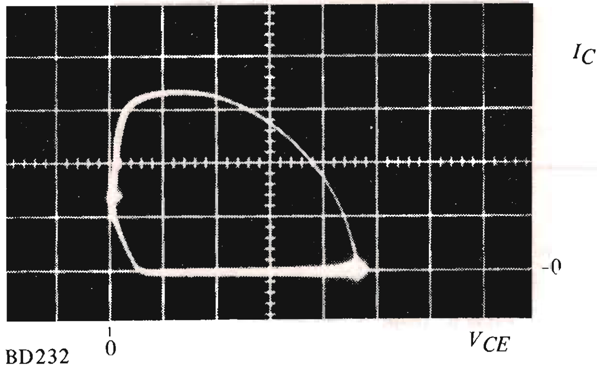


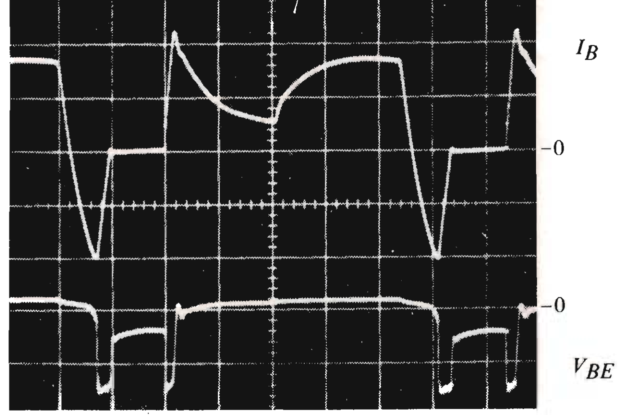

Figura 17. Posibles combinaciones de $I_{Be}$ y $t_s$ en el circuito de la figura 15. El punto de intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones de los componentes no sobrepasan los valores indicados en la tabla 7 (A). La zona con puntos indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan las indicadas en la tabla 7 (C) (tolerancia de la frecuencia del oscilador ±10%). Esta zona ha de mantener dentro de la zona sin sombrear de combinaciones admisibles. $I_{Cp}$ = 4 A nom., $I_{Be}$ = 1,7 A nom., $t_s$ = 7 µs nom. y $q_b$ = 0,95.




BD232
vert.: $I_C$ = 200 mA/div
$V_{CE}$ = 100 V/div
hor.: = 10 µs/div




BD232
vert.: 100 mA/div
hor.: 50 V/div




BU208
vert.: $I_B$ = 1 A/div
$V_{BE}$ = 5 V/div
hor.: = 10 µs/div

Figura 18. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 15.

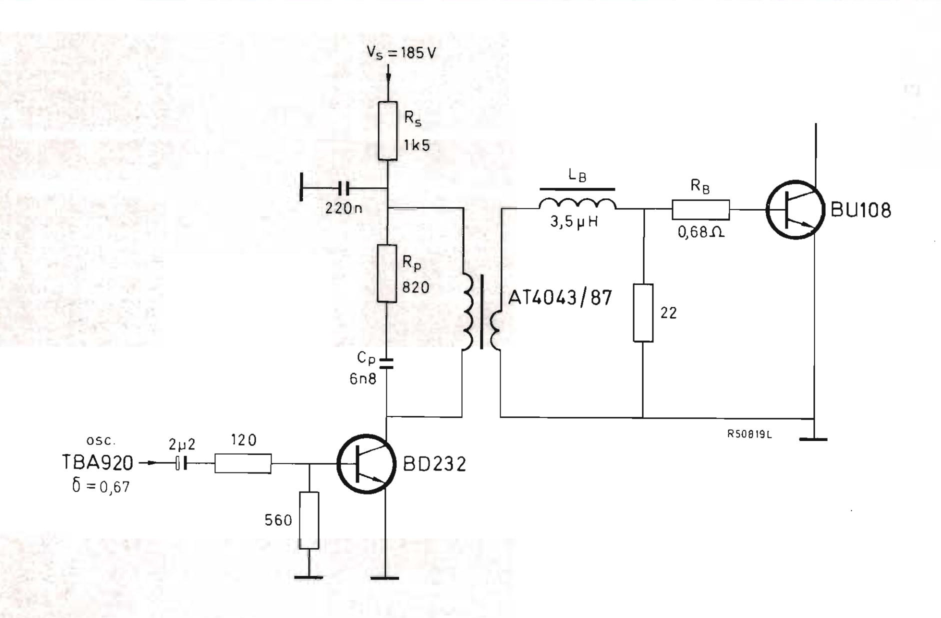



Figura 19. Circuito de excitación con ciclo de trabajo variable sin diodo. $I_{Be} = 1{,}65$ A, $t_s = 7$ μs, $I_{Cp} = 4$ A y $q_b = 1$.

Tabla 8. Dispersiones de $I_{Be}$ y $t_s$, para el circuito de la figura 19

| | componente | valor nominal | % tolerancia | dispersiones de parámetros debidas a las tolerancias de los componentes $\Delta I_{Be}$ (%) | $\Delta t_s$ (%) |
|---|---|---|---|---|---|
| | $C_P$ | 6,8 nF | ± 10 | < 0,5 | < 0,5 |
| | $R_P$ | 820 Ω | ± 5 | ± 1,5 | ± 3 |
| A | $R_S$ | 1,5 kΩ | ± 5 | ± 1,5 | < 0,5 |
| | $L_B$ | 3,5 μH | ± 10 | < 0,5 | ± 3 |
| | $R_B$ | 0,68 Ω | ± 10 | ± 3 | < 0,5 |
| | Suma estadística de dispersiones | | | ± 3,7 | ± 4,25 |
| | **parámetro** | **valor nominal** | **% tolerancia** | | |
| | ciclo de trabajo | 0,67 | ± 3 | ± 5 | ± 2 |
| B | frecuencia oscilación | | ± 20 | ± 12 | ± 13 |
| | BU208 | | | ± 3 | ± 10 |
| C | Suma estadística de dispersiones | | | ± 14,4 | ± 17 |

A = dispersiones sin correlación
B = dispersiones con correlación
C = suma de dispersiones con y sin correlación

## 4. CIRCUITO PRACTICO

La figura 22 presenta el esquema de un circuito de desviación horizontal práctico que emplea un transistor BU208 en la etapa de salida.

La MAT es generada por un triplicador de tensión conectado al devanado de 8,5 kV del transformador de salida AT2063/00. Un diodo más una red exterior RC forman un circuito de fijación para anular las oscilaciones después del retorno y reducir así la resistencia interna del generador de MAT. La tensión de explotación rectificada de unos 1000 V a través de la red RC proporciona la tensión de la rejilla pantalla del tubo de imagen. Junto con un resistor de separación (47 kΩ) entre el tubo de imagen y el triplicador, el circuito de fijación protege al circuito y al transistor BU208 contra descargas que se produzcan en el tubo de imagen.

El transistor de salida BU208 excita la bobina de desviación AT1062/01 conectada en serie con la bobina puente AT4043/86 a través de un condensador de corrección S (470 nF) y de la unidad de corrección de linealidad AT4042/06. La bobina de desviación en paralelo puede ser equilibrada con la bobina AT4040/85. La corriente continua de colector del BU208 se obtiene del primario del transformador de salida.

Las distorsiones en acerico y trapezoidal son compensadas (sin modular la MAT) por medio del modulador de

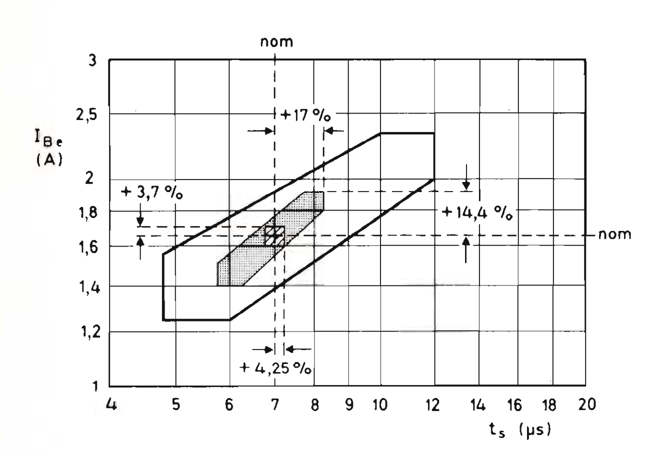
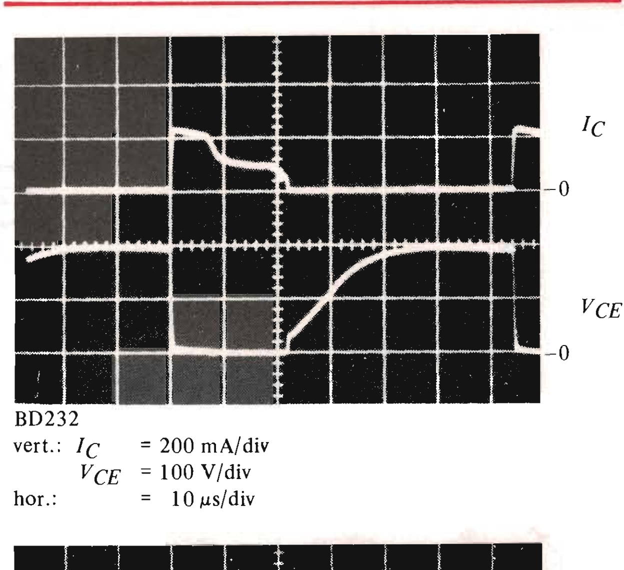
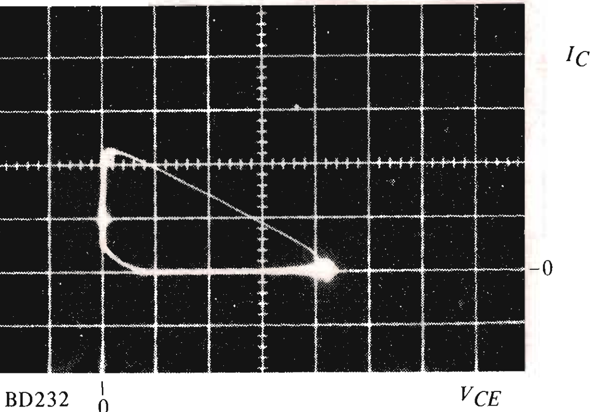


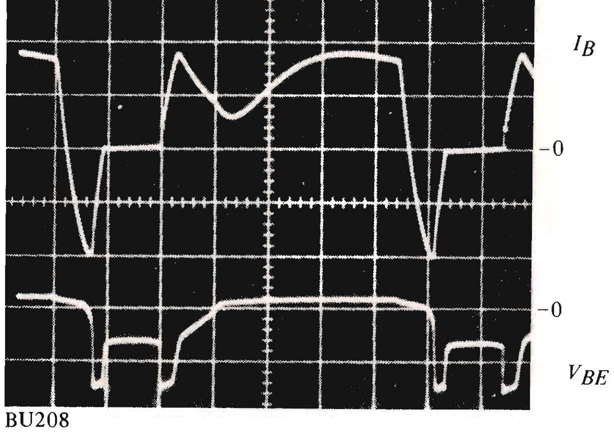

Figura 20. Posibles combinaciones de $I_{Be}$ y $t_s$ en el circuito de la figura 19. El punto de intersección en la zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones de los componentes no sobrepasan los valores indicados en la tabla 8 (A). La zona sombreada indica las combinaciones posibles si las dispersiones no sobrepasan las indicadas en la tabla 8 (C). Esta zona ha de mantenerse dentro de la zona sin sombrear de combinaciones admisibles. $I_{Cp} = 4$ A nom., $I_{Be} = 1{,}65$ A nom., $t_s = 7$ µs nom. y $q_b = 1$.




BD232
vert.: $I_C$ = 200 mA/div
$V_{CE}$ = 100 V/div
hor.: = 10 µs/div




BD232
vert.: 100 mA/div
hor.: 50 V/div




BU208
vert.: $I_B$ = 1 A/div
$V_{BE}$ = 5 V/div
hor.: = 10 µs/div

Figura 21. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 19.

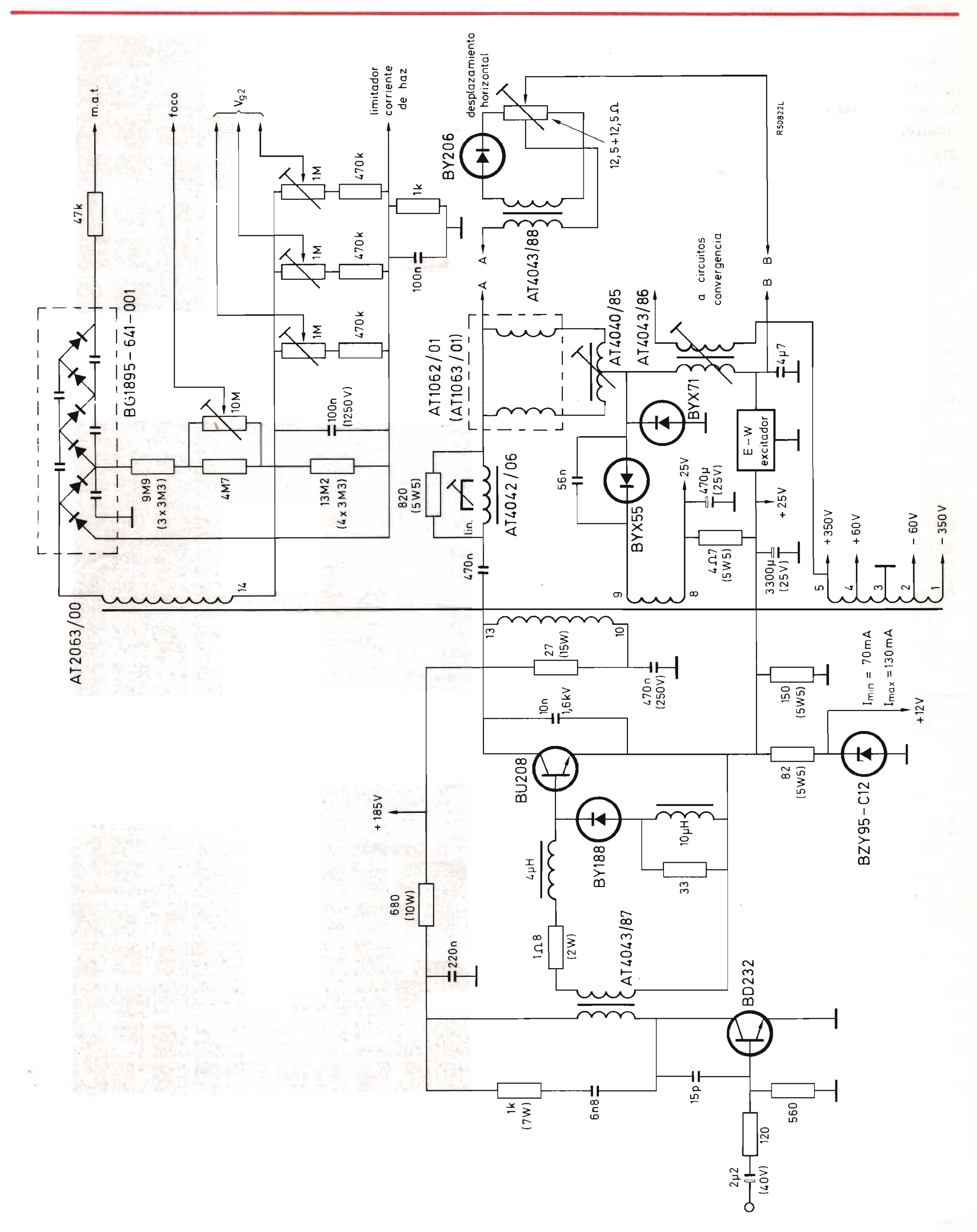


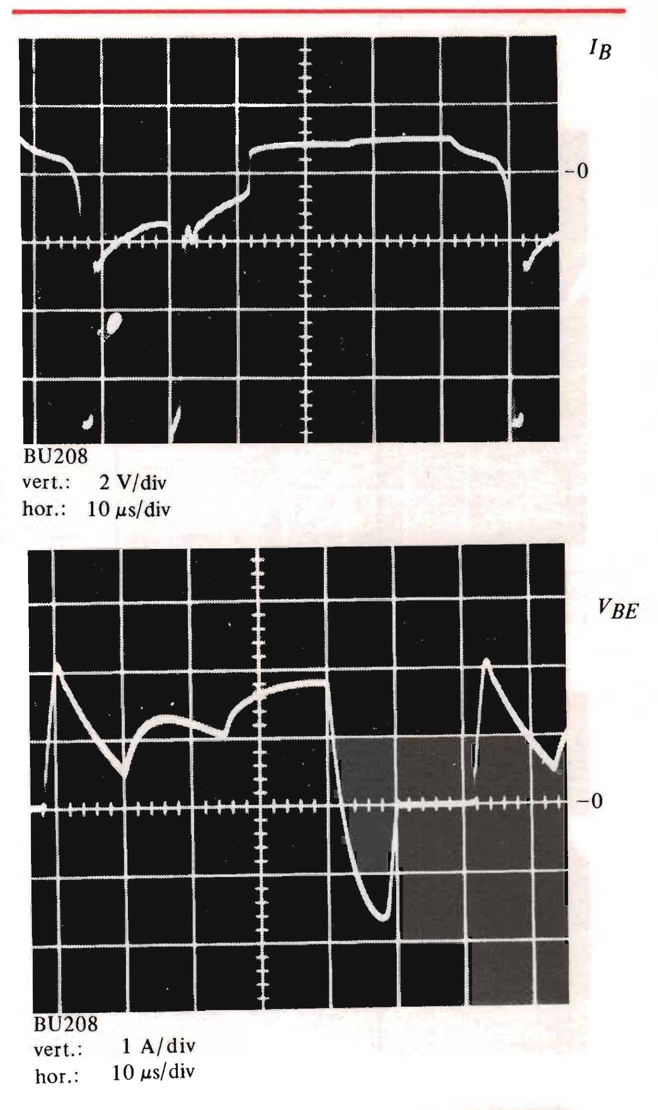

Figura 22. Circuito de desviación práctico que funciona a partir de una alimentación de 185 V estabilizada.

diodo que es excitado por el circuito de excitación Este-Oeste (E-W). Las tensiones en dientes de sierra y parabólica a la frecuencia de cuadro para la excitación Este-Oeste se obtienen del resistor de realimentación de corriente y del condensador de acoplamiento, respectivamente, que están en serie con la bobina de desviación de cuadro. El ancho de la imagen es controlado por el ajuste de c.c. de la base del preamplificador BC158 del circuito de excitación Este-Oeste. El centrado de la imagen se consigue conectando un choque AT4043/88, de unos 50 mH, a la unión de la bobina de desviación y la unidad de control de linealidad. Este choque proporciona una c.c. positiva o negativa, a través de un rectificador en su secundario, a la unión de la bobina puente y la unidad de excitación E-W. Debido a la elevada inductancia del choque de centrado de imagen, este circuito contribuye considerablemente a la carga inductiva en el transistor de salida. Un modo más barato de corregir el desplazamiento horizontal consiste en variar la fase del oscilador de línea, pero tiene el inconveniente de que afecta la convengencia.

El transistor de excitación de alta tensión BD232 se emplea para la excitación en modo no simultáneo del transistor de salida BU208. La salida del oscilador del TBA702A es suficiente para excitar directamente la base del transistor de excitación BD232.

Para asegurar un funcionamiento adecuado del modulador de diodo para la corrección de trama E-W, este modulador debe estar cargado con unos 0,75 A para 28 V c.c. Esta corriente se suma a la corriente continua de colector del transistor de salida horizontal a través de un pequeño resistor que admite una corriente de, como mínimo, 0,9 A a 25 V para alimentación de baja tensión de la excitación E-W, salida vertical, circuitos de corrección y etapas de pequeña señal. Esta tensión de 25 V se suma a la tensión del transformador (150 V exploración) y a la tensión entre extremos del resistor de protección, dando una alimentación total del 185 V. Cuando la carga de MAT aumenta, la tensión de exploración disminuye. La alimentación de 25 V/obtenida de los 28 V a través de un resistor de 4,7 ohmios es virtualmente constante, pues la disminución de corriente a través de este resistor es compensada por un aumento igual en la corriente continua de emisor del BU208. Se necesita una carga mínima fija (unos 75Ω) para la alimentación de 25 V a fin de proteger los condensadores electrolíticos contra sobrecargas en el caso de que se desconecte la alimentación de baja tensión de otras partes. Parte de esta carga es el resistor de 82 ohmios conectado en serie y el diodo de referencia de tensión de 12 V desde el cual pueden alimentarse las secciones de baja tensión del receptor.

En la figura 23 se muestran algunas formas de onda del circuito de la figura 22.



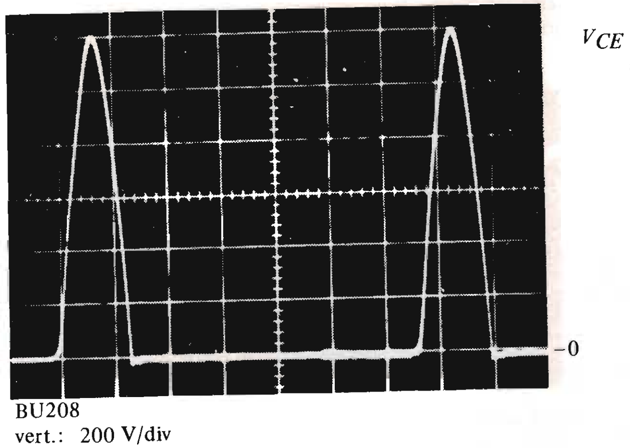
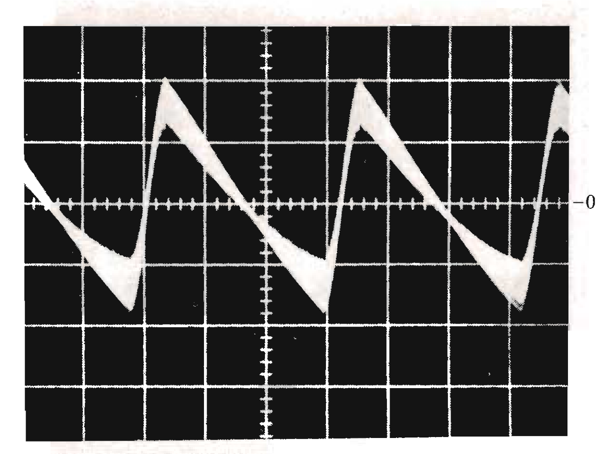
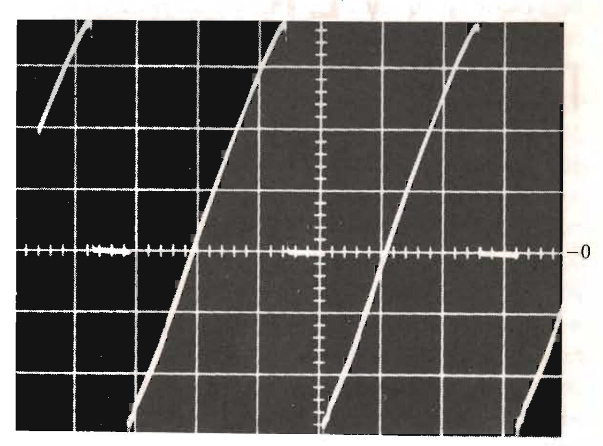



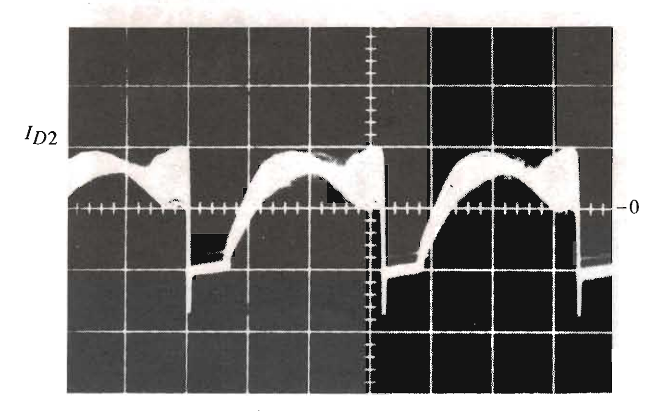

Figura 23. Algunas formas de onda obtenidas en el circuito de la figura 22.



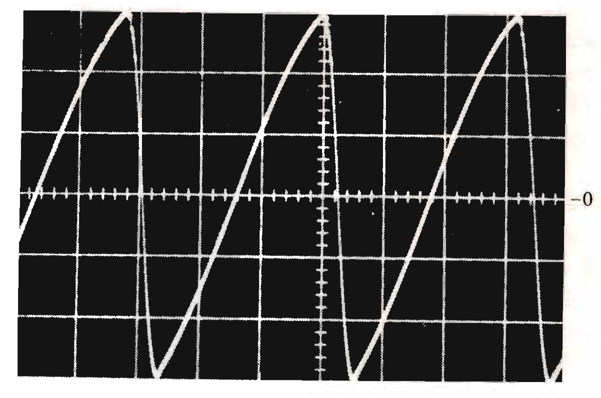

Corriente a través de AT4040/86
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μs/div



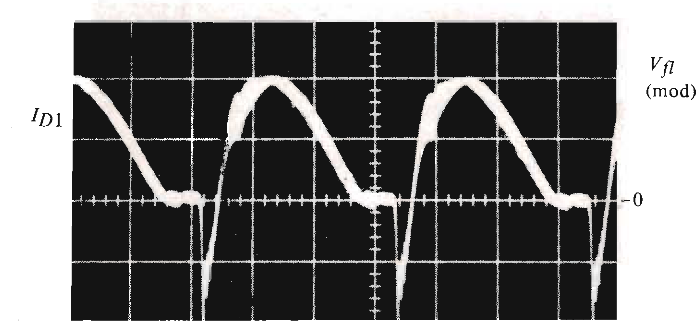

Corriente de colector en BU208
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μs/div



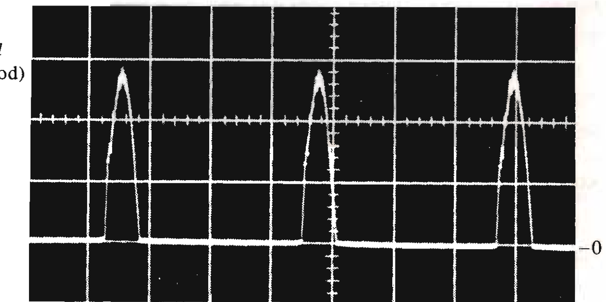

Corriente en BYX71
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μs/div




Corriente de desviación
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μs/div




Corriente en BYX55
vert.: 1 A/div
hor.: 10 μs/div




Tensión a través de AT4040/86
vert.: 50 V/div
hor.: 10 μs/div

# APLICACIONES DE CSA70 ALIMENTADO POR EL CONVERTIDOR AISLADO DE C.C. IDC70

*En este artículo se describen varios circuitos de aplicación práctica en los que se ponen de manifiesto las posibilidades de empleo del convertidor aislado de corriente continua IDC70.*

El convertidor de c.c.-c.c. aislado IDC70 recientemente introducido, tiene circuitos de entradas y salidas blindados acoplados a través de un transformador blindado. Esto determina el elevado aislamiento entre entrada y salida de 10 GΩ//1 pF. Puesto que la entrada del convertidor opera desde 4 a 7 V (cubriendo el margen de la tensión de alimentación de DTL y TTL), y proporciona una salida estabilizada doble de +15 V y −15 V a 10 mA, el convertidor IDC70 es muy adecuado para alimentar el sensible amplificador operacional estabilizado por chopper CSA70. Por tanto, ahora un circuito analógico muy sensible puede ser empleado en combinación con circuitos digitales sin la necesidad de una alimentación adicional bien aislada para el montaje digital.

Aunque es evidente que el IDC70 puede ser empleado para alimentar otros circuitos analógicos, las aplicaciones descritas aquí se basan en la combinación del IDC70 con el CSA70. Puesto que la corriente de alimentación del CSA70 es solamente de 7 mA, quedan 3 mA para alimentar el circuito de carga. El circuito que incluye el CSA70 y el circuito de salida del IDC70 puede ser flotante o estar conectado a un cierto nivel de tensión. De esta manera se puede obtener un excelente factor de rechazo en modo común.

La combinación puede también ser empleada para amplificar pequeñas corrientes del cuerpo humano. Puesto que una interface de elevado aislamiento se emplea entre la salida del CSA70 y un instrumento electrónico de lectura, el paciente no puede ser de ninguna manera electrocutado a través de los electrodos de medida.

## Seguidor de tensión

Si un generador de tensión con una elevada impedancia interna ha de ser conectado a un circuito con una baja impedancia de entrada, generalmente se emplea un seguidor de tensión. Puesto que el CSA70 tiene una elevada impedancia de entrada, y más particularmente una corriente de polarización sumamente baja en combinación con una baja impedancia de salida, puede ser empleado ventajosamente como seguidor de tensión.

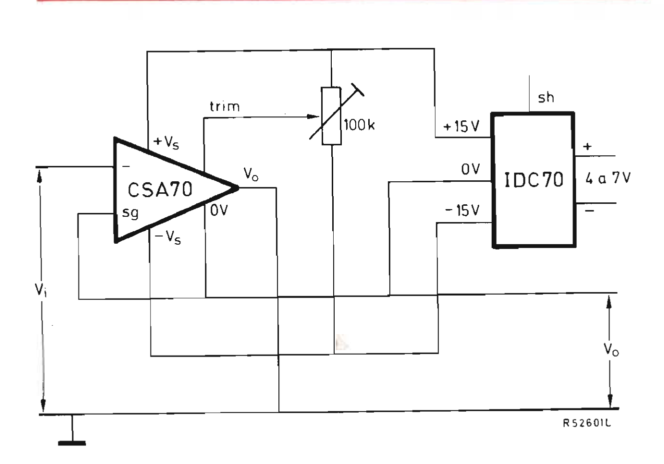



Figura 1. Seguidor de tensión.

infinita que se obtiene es necesaria para células de medida estandard, electroquímicas y biológicas, puesto que cualquier pequeña corriente de carga puede producir inexactitudes o polarización electrolítica.

**Amplificador inversor con elevada impedancia de entrada**

Generalmente la impedancia de entrada de los amplificadores inversores viene determinada por los resistores externos. No obstante, según sea la amplificación requerida, una resistencia de entrada de, por ejemplo, 1 MΩ, determina una resistencia de realimentación de unas decenas a varios centenares de megohmios, la cual es

Como el CSA70 es un amplificador inversor, el circuito difiere de aquellos circuitos seguidores que emplean una etapa de entrada diferencial.

La figura 1 muestra el esquema del circuito, cuya impedancia de entrada $Z_i$ e impedancia de salida $Z_o$ se dan a continuación para varias frecuencias.

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $f$ (Hz) | 25 | 50 | 100 | 200 | 400 |
| $Z_i$ (MΩ) | 350 | 250 | 200 | 135 | 110 |
| $Z_o$ (Ω) | <1 | 5 | – | – | – |

El circuito de la figura 1 puede ser mejorado con una compensación de la corriente de polarización como se muestra en la figura 2. La resistencia de entrada casi

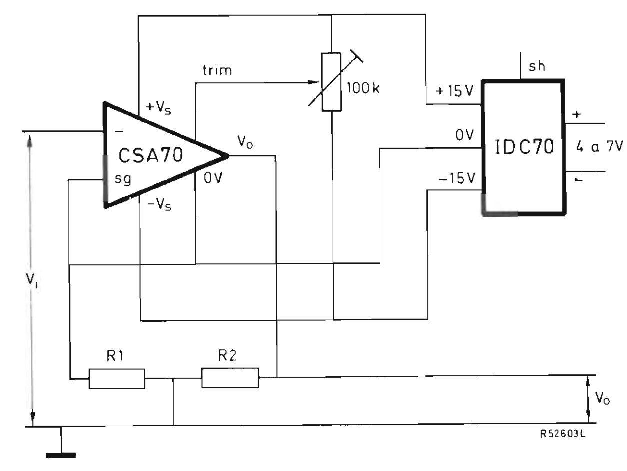



Figura 3. Amplificador inversor con alta impedancia.

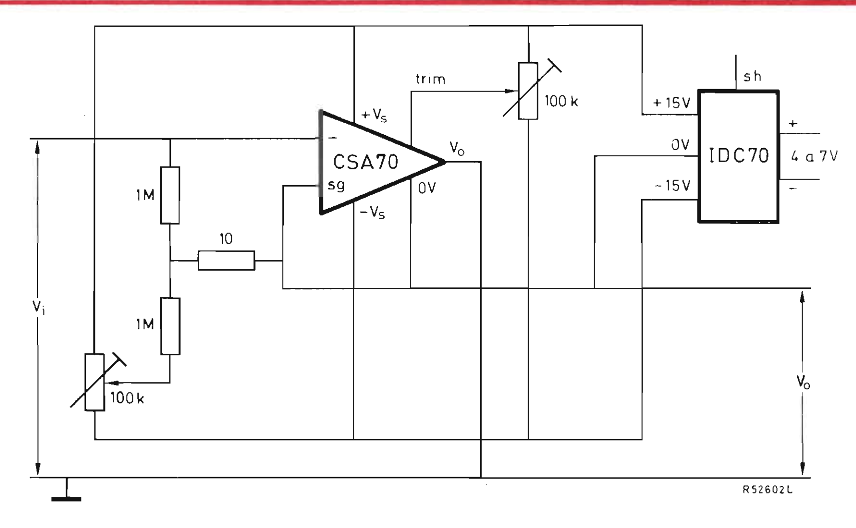



Figura 2. Seguidor de tensión con compensación de la corriente de polarización.

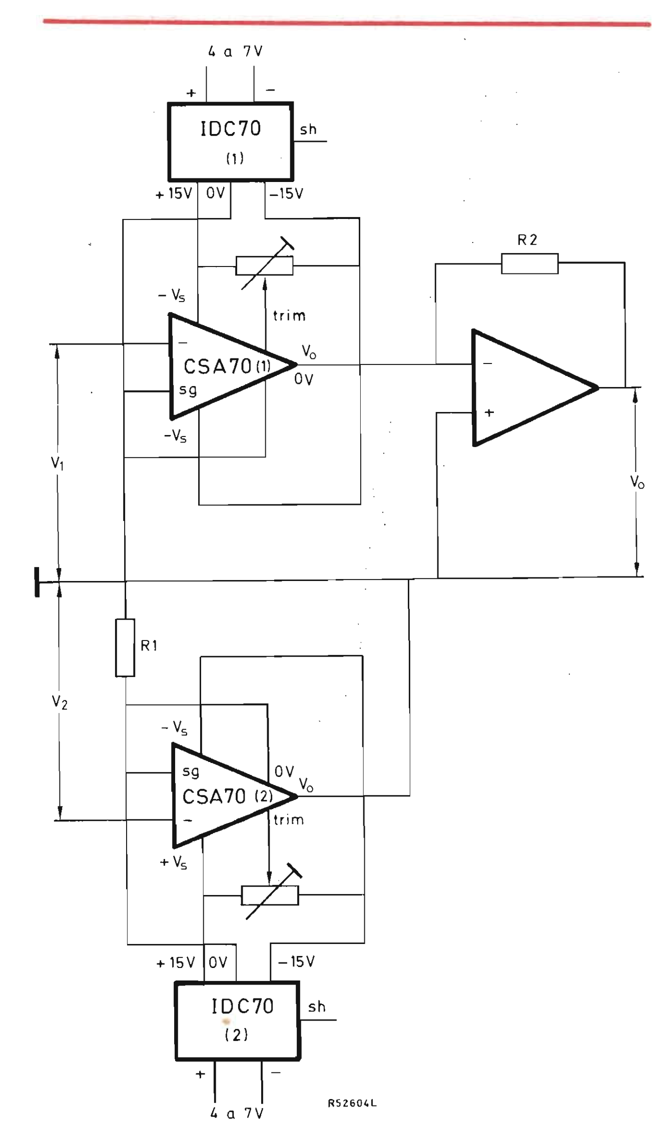



Figura 4. Amplificador de instrumentación.

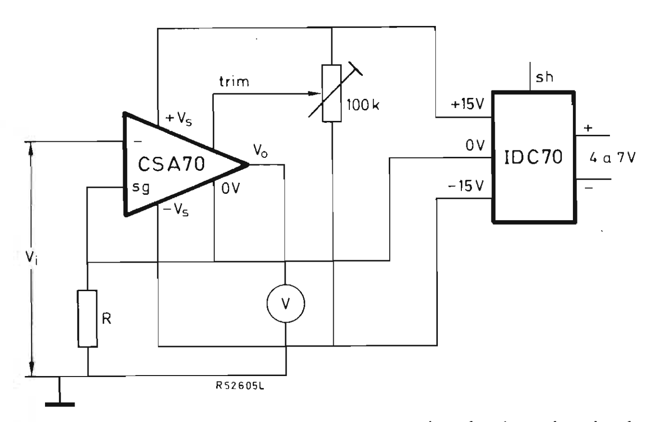



Figura 5. Amplificador de c.c. con elevada impedancia de entrada.

bastante elevada. Por otra parte, la corriente de entrada producirá una elevada tensión offset.

La figura 3 muestra un circuito en el cual la impedancia de entrada es igual a la muy elevada impedancia de entrada del CSA70. La función de transferencia viene dada por:

$$V_o = -(R_2/R_1)V_i.$$

La influencia de las capacidades parásitas en paralelo puede ser reducida mediante la elección de valores bajos para $R_1$ y $R_2$. No se debe olvidar que la corriente adicional de carga a través de $R_1$ y $R_2$ no debería exceder de 3 mA, así que:

$$R_1 + R_2 > (V_i + V_{o\ \max})/3.10^{-3}.$$

## Amplificador de instrumentación

La figura 4 muestra un amplificador diferencial con una muy alta impedancia de entrada al que se conoce generalmente bajo el nombre de amplificador de instrumentación. Dos amplificadores CSA70 se emplean en la entrada, cada uno con su propia unidad de alimentación IDC70. El circuito de salida está formado por un amplificador operacional normal con una alimentación positiva y negativa con respecto a masa. La impedancia de entrada es de varios centenares de megohmios y, en la práctica, está solamente limitada por la resistencia de aislamiento de las unidades de alimentación flotantes de ambos amplificadores de entrada (10 GΩ//1 pF). La tensión de salida viene dada por

$$V_o = (V_1 - V_2)R_2/R_1.$$

## Amplificador de c.c. con alta impedancia de entrada

La figura 5 muestra un convertidor de c.c. que en realidad es un convertidor tensión-corriente. La corriente de salida del CSA70 viene dada por

$$I_o = V_i/R.$$

Se obtiene un voltímetro de c.c. al medir esta corriente de salida con un instrumento de bobina móvil.

Una interesante propiedad de este circuito es el elevado valor de la impedancia de entrada que se puede hacer casi infinito mediante la compensación de la corriente de polarización que muestra la figura 2. La

tensión de salida máxima es igual a la tensión de entrada máxima disponible (despreciando la caída de tensión a través de $V$). Tensiones de entrada más elevadas solamente pueden ser medidas con la ayuda de un circuito divisor de tensión.

### Generador de corriente de precisión

La fuente de alimentación constante IDC70 hace posible el empleo del CSA70 como generador de corriente conectado a una impedancia $R_l$ no flotante. La figura 6 muestra el esquema del circuito en el cual la corriente a través de $R_l$ viene determinada por $V_i/R$.

La suma de $V_i$ y la caída de tensión a través de $R_l$ no debe exceder el margen de la tensión de salida del CSA70.

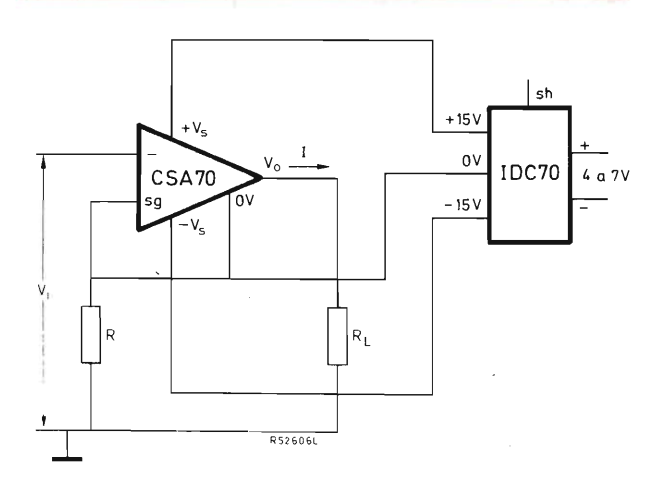



Figura 6. Generador de corriente de precisión.

# Bibliografía

ARTURO PAZ HUGUET

**CIRCUITERIA BASICA EN TTL**
Marcombo, S. A. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
*Un volumen de 124 páginas (17 x 24 cm). 1974*




En esta obra se analizan y describen diferentes circuitos prácticos diseñados con y para la familia TTL. Los circuitos están clasificados dentro de grupos de aplicaciones similares, para permitir una rápida y cómoda localización y su aplicación al diseño del equipo digital previsto para una aplicación específica.

Para sus características técnico-prácticas esta obra resulta de interés para técnicos y estudiantes interesados en conocer las posibilidades de los circuitos integrados.

Para dar una idea del contenido, copiamos a continuación el título de los capítulos:

1. Introducción a la tecnología TTL
2. Circuitos de entrada
3. Circuitos de salida
4. Circuitos de puerta
5. Circuitos codificadores
6. Circuitos contadores
7. Circuitos de señal
8. Circuitos de tiempo
9. Circuitos indicadores de estados lógicos
10. Circuitos de visualización
11. Circuitos de señales múltiples
12. Circuitos de aplicación
13. Circuitos de alimentación.

C. VIVES y J. CASTILLO

**REALIZACIONES ELECTRONICAS INDUSTRIALES**
Colección "Electrónica Industrial Práctica"
Ediciones Cedel. Mallorca, 257. Barcelona-8
*Un volumen de 224 páginas (15 x 19,5 cm). 1974*




Este volumen está dedicado a las aplicaciones industriales de los componentes y circuitos electrónicos básicos. Dada la necesidad de que los equipos descritos hayan demostrado su buen funcionamiento en todas las aplicaciones requeridas, se consideran en cada caso las realizaciones industriales más acreditadas y se ha contado con la colaboración técnica de distintas marcas para la preparación del texto.

El primer capítulo está dedicado al estudio del relé electrónico Trigert, con análisis, cálculo y montaje de cada una de sus partes. En el segundo capítulo se describen aplicaciones de dicho relé: control de nivel para líquidos barrera fotoeléctrica, temporización, contaje, control de rotura de cinta sin fin, etc.

El capítulo tercero estudia los ultrasonidos, su generación y sus aplicaciones: limpieza y decapado, mecanización, control no destructivo de materiales, etc.

En el capítulo cuarto se trata del caldeo por alta frecuencia, con descripción de cada una de las partes del equipo, su funcionamiento y ejemplos de cálculo y aplicación. Dicho capítulo termina con un estudio del control electrónico de velocidad en motores de corriente continua.

AVELINO SAMARTIN

**VIBRACIONES EN LA INGENIERIA CIVIL**
Colegio de Ingenieros de Caminos, Canales y Puertos. Monltalbán, 3. Madrid-14
*Un volumen de 212 páginas (17 x 24 cm). 1974*




El presente volumen trata un tema altamente especializado, pero de gran interés en diversos campos de la ingeniería aeronaútica, industrial y naval: el de las vibraciones aleatorias. Presenta un estudio de los conceptos básicos y métodos analíticos utilizados en el cálculo no determinista de estructuras y en especial en el estudio probalístico de vibraciones.

Los numerosos ejemplos y problemas incluidos dan al libro un carácter práctico de gran interés.

Damos a continuación el título de los capítulos de que consta la obra:

1. Introducción
2. Teoría de la probabilidad
3. Variables aleatorias
4. Procesos aleatorios
5. Procesos aleatorios especiales
6. Sistemas lineales estables. Relación excitación-respuesta
7. Tipos de fallos estructurales
8. Ejercicios. Enunciados y soluciones

Apéndice. Simulación de terremotos.
Bibliografía.

EMILIO HELLIN MORO

**PRIMERAS PRACTICAS DE ELECTRONICA**
Ediciones CEDEL. Mallorca, 257. Barcelona-8
*Un volumen de 66 páginas (17 x 24 cm). 1974*




Como fruto de sus clases prácticas, el autor nos presenta en este primer tomo los principios básicos para realizar correctamente trabajos prácticos en electrónica, con numerosos ejemplos prácticos que pueden servir para adquirir en pocos días la experiencia indispensable.

Indice: Herramientas necesarias. El soldador. Técnica de la soldadura. Ejercicio primero de prácticas. Ejercicio segundo de prácticas. Símbolos utilizados en radio y televisión. Código de colores para resistencias y condensadores. Diversos tipos de resistencias y condensadores. Ejercicio tercero de prácticas. El instrumento de medidas. La elección del comprobador universal. Conservación y mantenimiento del comprobador universal. Semiconductores. Medidas de resistencia serie-paralelo. Ejercicio cuarto de prácticas. Medidas de tensiones y corrientes. El osciloscopio. Soldadura sobre circuitos impresos. Realización de circuitos impresos.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

# APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A

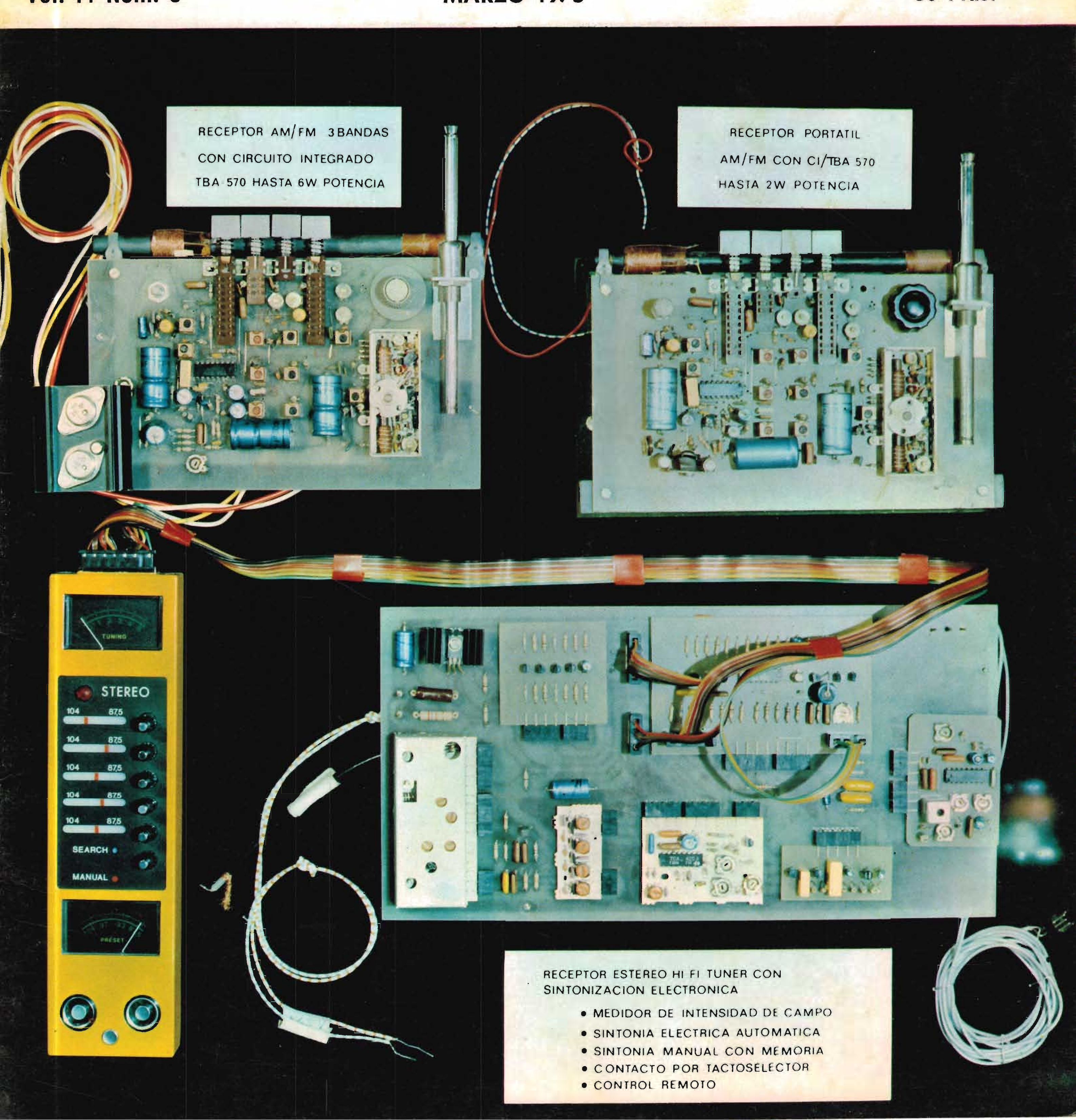



Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

# REVISTA Miniwatt

Vol. 14-Núm. 3 MARZO 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 8

Número 5.Amplificadores de antena con transistores.- Tubo fluorescente alimentado por batería.- Convertidor 600 Vcc a 20 Vca; 50 Hz; 1,2 kW.- Guitarra estereofónica.

VOLUMEN 9

Número 1.Introducción a la técnica operacional.- Amplificador estereofónico (1 W).- Unidades magnéticas en el Sistema Internacional.

Número 2.Sencillo comprobador de transistores.- Resonadores piezoeléctricos cerámicos.- Diodos rectificadores: estructura y funcionamiento; características y propiedades térmicas.- Amplificador de BF de 2 W.

VOLUMEN 10

Número 3.Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5.Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

Número 6.Convertidores de c.c./c.c.- Amplificadores de potencia para BF.- Voltímetro digital.- Mezclador de baja frecuencia con el circuito integrado TAA521.

VOLUMEN 11

Número 1.Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2.Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3.Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4.Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5.Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6.Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7.Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8.Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

Número 9.Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

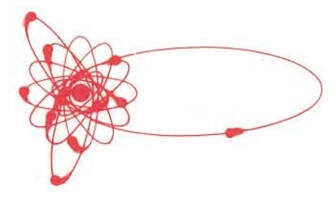
Número 10.Amplificador de audio de alta calidad.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de alta tensión.- Amplificador de audio de 250 W con transistores de silicio.- Transductores ultrasónicos de piezóxido para control remoto, dispositivos de alarma y aplicaciones similares.- Filtro supresor de interferencias de RF para reguladores de iluminación.

Número 11.Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aprovechе esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

# REVISTA "Miniwatt"

**Publicación de aplicaciones electrónicas**



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

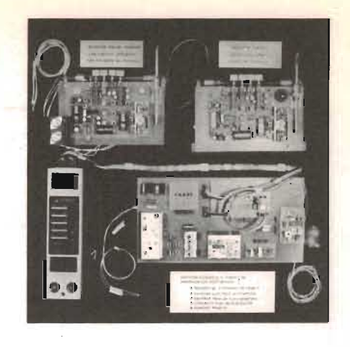
*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7





Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona

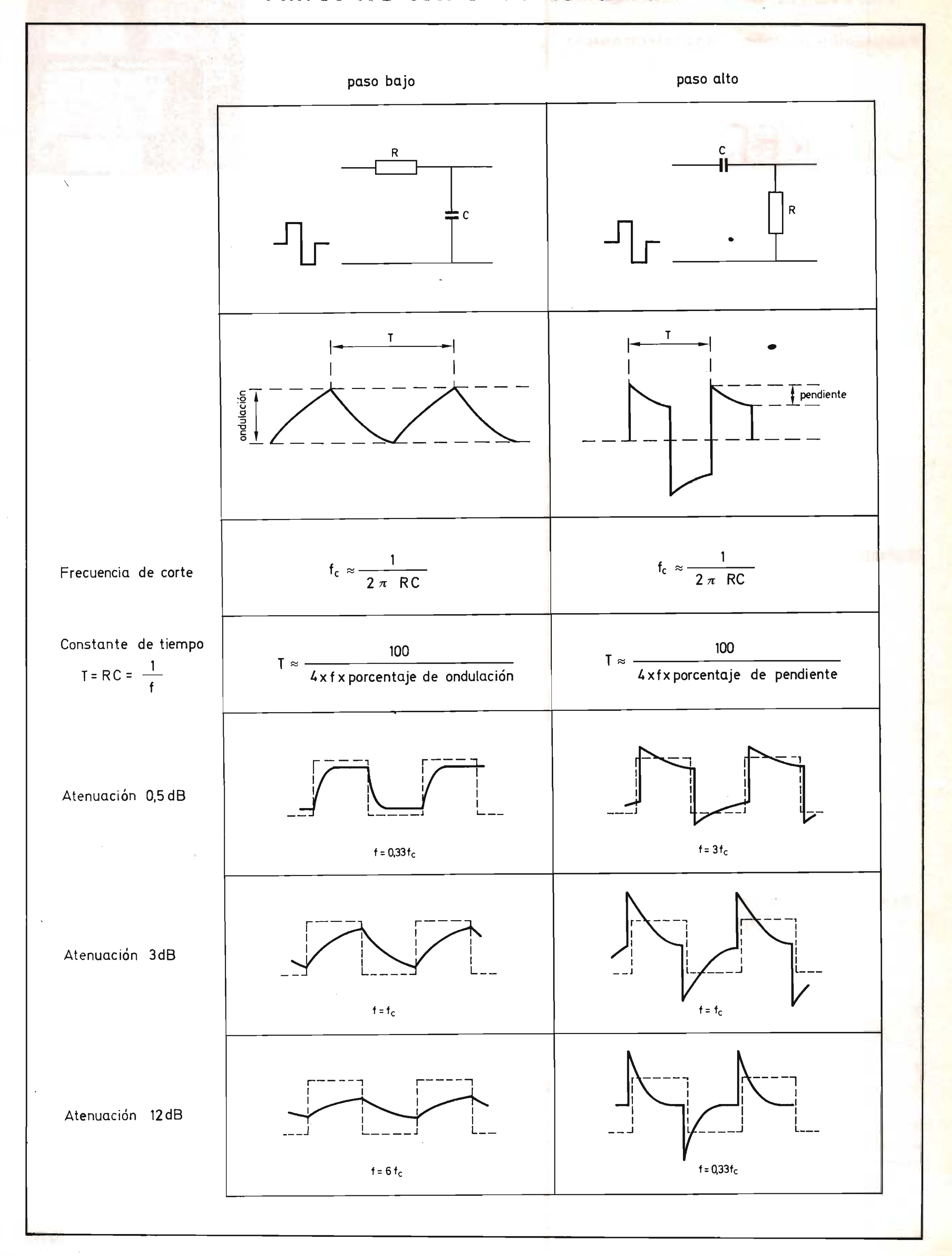



# ÍNDICE




**VOLUMEN 14 - Número 3** **MARZO 1975**

# Filtros RC con onda cuadrada



# MULTIESTABILIZADOR TCA750 Y DIODO DE REFERENCIA BZV38

*El circuito integrado monolítico TCA750 comprende tres estabilizadores de tensión, un circuito adaptador de CAF para sintonía por diodo de capacidad variable y un conmutador automático de CAF. Los tres estabilizadores de tensión toman su tensión de referencia a partir de un diodo compensado en temperatura tipo BZV38. Las tensiones de salida de los tres estabilizadores son ajustables dentro de unos márgenes establecidos.*

## INTRODUCCION

La tendencia actual en el diseño de receptores de radio y de televisión alimentados por la red es la de incorporar la sintonización por diodo de capacidad variable (VCD = Variable Capacitance Diode) en las etapas de R.F. y efectuar la selección de emisoras mediante potenciómetros preajustados e interruptores de pulsador o teclas.

Sin embargo, al utilizar este método de sintonización, la deriva de la frecuencia preseleccionada sólo se puede evitar si la tensión de sintonización permanece muy estable durante fluctuaciones de la temperatura ambiente y de la tensión de entrada. Las siguientes especificaciones resumidas son típicas para un estabilizador de tensión de sintonización que se utilice en receptores de modulación de frecuencia y en televisores, pero es difícil conseguirlas económicamente, especialmente por lo que se refiere a la estabilidad requerida temperatura/tensión de salida si se emplean semiconductores discretos.

Estabilidad de la tensión de salida: mayor que 0,4% a 30 V (dentro del margen de tensión de entrada especificada = de 36 V a 54 V y $T_{amb}$ = 100°C a 60°C)
Corriente de salida: hasta 5 mA
Tiempo de estabilización: < 1 s.

Además de las condiciones antes mencionadas, es ventajoso poder superponer control automático de frecuencia (C.A.F.) a la tensión de sintonización de manera que el control automático de frecuencia sea proporcional a la tensión de sintonización para que el factor de corrección permanezca constante a lo largo de todo el margen de tensión de sintonización.

El nuevo circuito integrado monolítico TCA750 utilizado junto con el nuevo diodo de tensión de referencia BZV38, ofrece una solución completa a estos problemas; resuelve con creces todos los requisitos anteriormente mencionados e incluye los siguientes aspectos adicionales de interés:

- Elección de factores de amplificación del control automático de frecuencia de hasta 5 y oscilación de la tensión de C.A.F. hasta 2,2 V.

- Un conmutador electrónico que, al ser utilizado, desconecta la señal superpuesta de C.A.F. al cambiar de emisora. Este dispositivo evita la posibilidad de que el oscilador local del receptor quede fijado a la frecuencia de una emisora no deseada que esté cerca de la frecuencia de la emisora que se ha seleccionado. Alternativamente, el interruptor de C.A.F. electrónico puede hacerse funcionar automáticamente mediante

un nivel de tensión derivado de los circuitos sintonizados de frecuencia intermedia del receptor para realizar control electrónico de sintonización (C.E.S.).

– Se puede retardar la conmutación del control automático de frecuencia hasta 2 segundos después del disparo del interruptor electrónico con un impulso positivo o negativo. El retardo está determinado por un condensador conectado externamente.

– Un segundo circuito estabilizador de tensión con una constante de tiempo de conexión ajustable exteriormente. Si se utiliza este circuito para alimentar la unidad de entrada del receptor (excluido el oscilador local) y/o las primeras etapas de audiofrecuencia, también puede ser empleado para silenciar el receptor y desconectar el control automático de frecuencia mientras se cambian las estaciones; esto elimina el ruido entre emisoras y evita la posibilidad de que el oscilador local del receptor quede fijado a la frecuencia de una emisora no deseada que esté próxima a la emisora que se selecciona.

– Un tercer circuito estabilizador de tensión que puede ser utilizado para alimentar distintas etapas del receptor y una lámpara indicadora de estéreo.

– Las tres salidas estabilizadas están protegidas contra cortocircuitos y pueden ajustarse individualmente seleccionando los valores de dos resistores de drenaje para cada estabilizador.

– Se puede aumentar la corriente disponible de cualquiera de los estabilizadores, y disminuir la impedancia de salida, utilizando la salida para excitar un transistor de potencia. El transistor se incluye automáticamente en la red de control del estabilizador y, por consiguiente, no perjudicará la estabilidad general del circuito.

– El valor del condensador de filtro del C.A.F. es lo suficientemente pequeño como para no tener que utilizar un condensador electrolítico, eliminando así problemas de fugas.

En la figura 1 se muestra un montaje típico del TCA750 y BZV38 junto con sus componentes discretos asociados.

## DESCRIPCION DEL SISTEMA DE CONTROL

Básicamente, el circuito integrado TCA750 consta de tres circuitos de estabilización de tensión, un circuito de acoplamiento de C.A.F. y un conmutador de C.A.F. Los tres estabilizadores de tensión se designan como estabilizador 1, estabilizador 2 y estabilizador 3; todos derivan su tensión de referencia de un mismo diodo de referencia de tensión de temperatura compensada tipo BZV38.

### Fuente de la tensión de referencia

El logro de la adecuada estabilidad de la temperatura y un tiempo de estabilización corto presenta grandes dificultades si se diseña un estabilizador de tensión como semiconductores discretos. Sin embargo, puesto que las características de un circuito monolítico cuidadosamente diseñado, tal como el TCA750, son independientes de las fluctuaciones de la temperatura ambiente, la dependencia de temperatura y el tiempo de estabilización de la tensión de salida de circuitos en los que se utilizan estos dispositivos dependen solamente de las características de la tensión de referencia. En el circuito que se muestra en la figura 2, la tensión de referencia se obtiene de un diodo de referencia BZV38.

Hay que tener en cuenta que para una buena estabilidad de temperatura ambiente/tensión de salida estabilizada, la corriente en el diodo tiene que ser de 7,5 mA ±2%, estando dicha corriente determinada por el valor de *RV* y el nivel de la tensión de salida del estabilizador 1. La tensión de salida del estabilizador 1 ha de ser ajustada

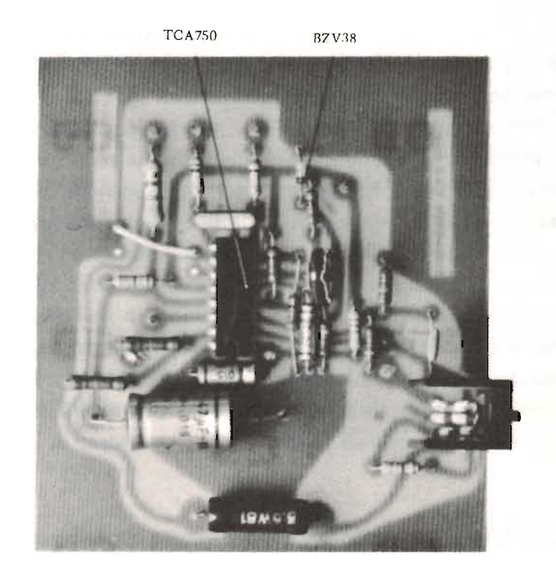



Figura 1. Ejemplo de multiestabilizador que utiliza TCA750 y BZV38.

a un nivel que asegure la correcta corriente a través de *RV* mediante un procedimiento que se explicará más adelante con detalle.

Las características de diodo BZV38 para $T_{amb}$ = 25°C son las siguientes:

| | Símbolo | Valor | Unidad |
|---|---|---|---|
| Tensión nominal de referencia | $V_{ref}$ | 6,4 | V |
| Tolerancia de la tensión de referencia | | ± 5 | % |
| Tiempo de estabilización (nota 1) | | < 1 | s |
| Resistencia diferencial (nota 2) | $R_Z$ | 20 | Ω |
| Cambio de $V_{ref}$ debido a variación de temperatura ambiente de 10°C a 60°C (nota 3) | $\Delta V_{ref}$ | < 20 | mV |
| Tensión de ruido pico a pico (nota 4) | | 20 | μV |

Nota 1: El tiempo de estabilización es el tiempo necesario para que la tensión de referencia aumente hasta unos 3 mV del valor final.
Nota 2: Se ha medido superponiendo una corriente alterna a la corriente específica de trabajo, siendo el valor eficaz de la c.a. el 10% de la corriente específica de trabajo.
Nota 3: El máximo cambio absoluto de tensión del diodo que se observe en todo el margen de temperatura para una corriente del diodo constante en el margen de 7,5 mA ±2%.
Nota 4: Para un ancho de banda de 0,1 Hz a 15 kHz y con $I_Z$ = 7,5 mA

**Circuito de tensión de entrada**

Con referencia a la figura 3, el resistor *RS* y el condensador *CS* son los componentes del filtro de la tensión de alimentación; el resistor *RD* limita la disipación del circuito integrado.

**Estabilizador 1**

*Circuito estabilizador.* La gama de las tensiones de salida ($V_{o1}$) que se pueden obtener de este estabilizador para varios niveles nominales de tensión de entrada ($V_{in}$) puede verse en la figura 4. El nivel de tensión de salida requerido se ajusta mediante la selección de un valor adecuado de los resistores de drenaje $RA_1$ y $RB_1$ y co-

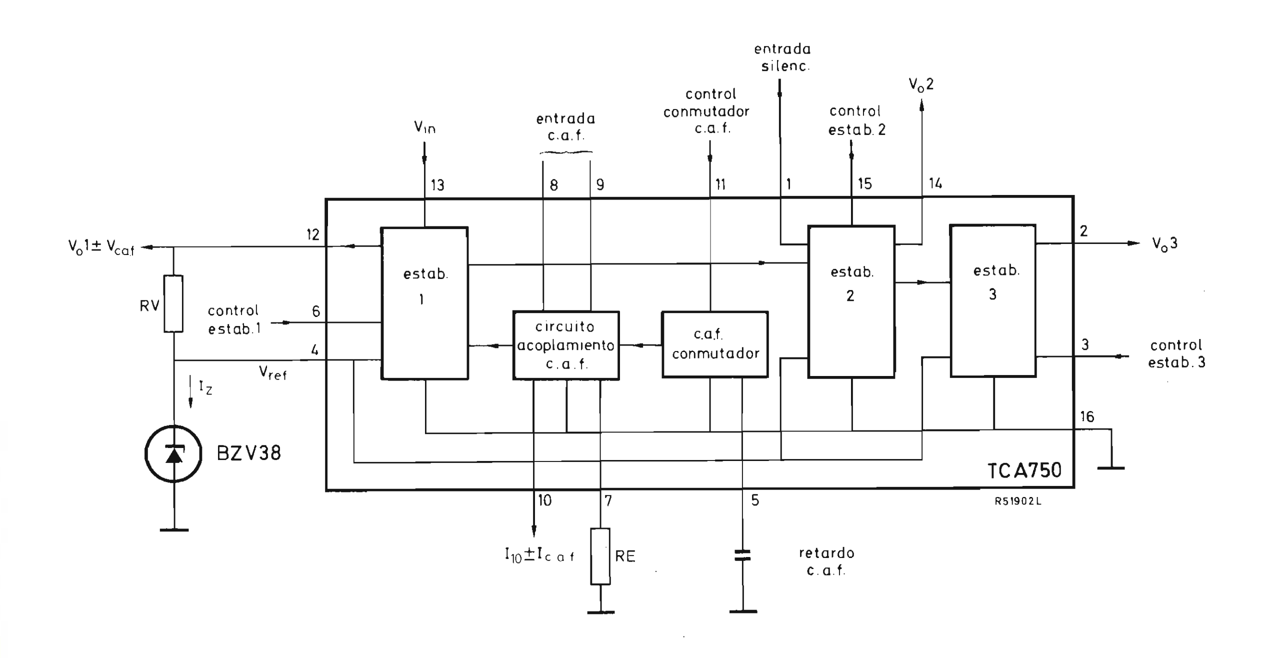



Figura 2. Diagrama de bloques del multiestabilizador.

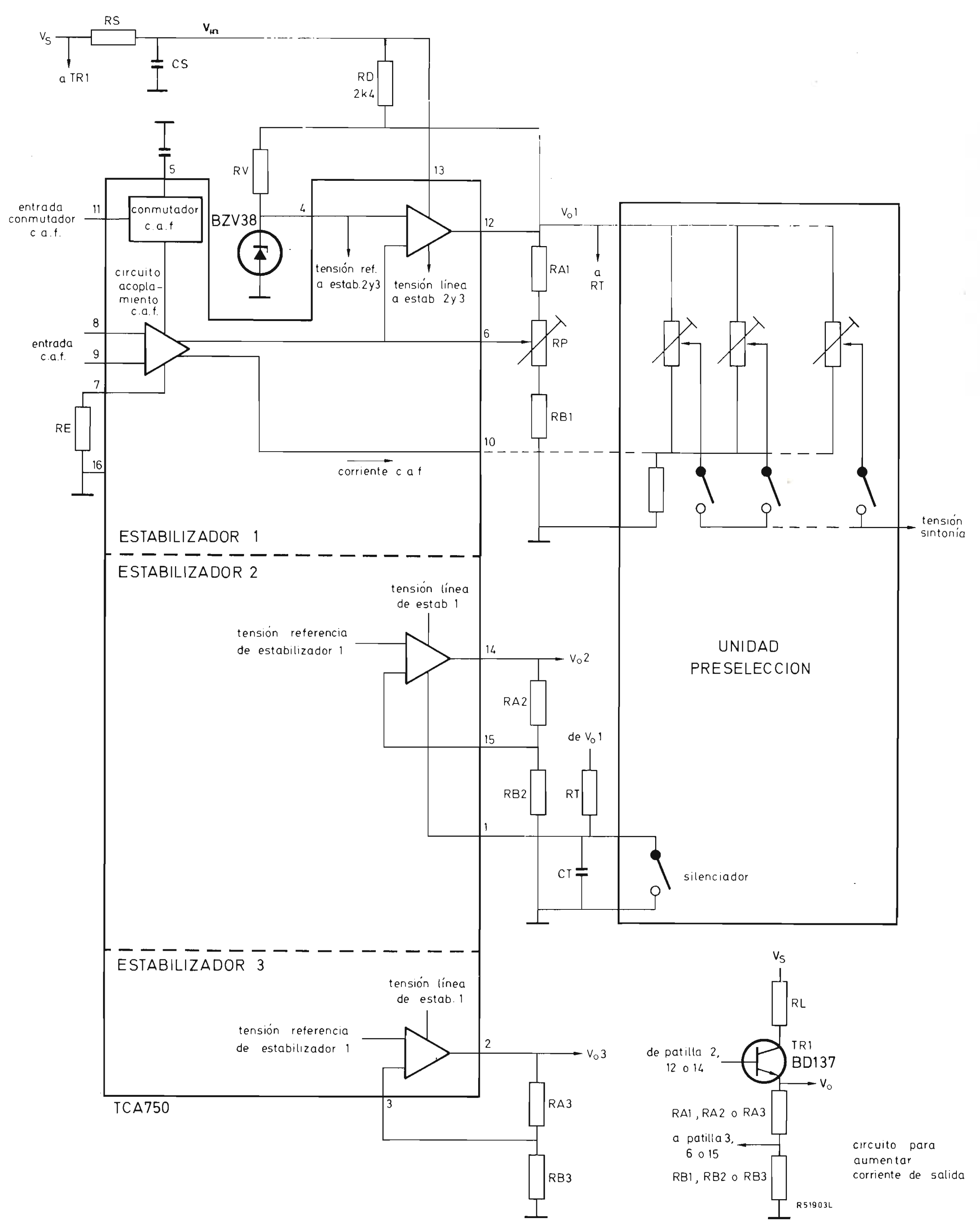



Figura 3. Interconexiones del multiestabilizador.

rrientes de hasta 12,5 mA (además de la corriente de drenaje) se pueden obtener de esta salida. La corriente de diodo de referencia de 7,5 mA se puede obtener de este estabilizador o del estabilizador 3 por medio de un transistor de salida de potencia. Si la corriente del diodo de referencia se obtiene del estabilizador 1, la máxima corriente disponible se reduce a 12,5 – 7,5 = 5 mA.

$V_{01}$ no variará en más de 0,4% de su valor nominal, incluso cuando el circuito trabaja a una temperatura ambiente que varía dentro del margen de 10°C a 60°C y la tensión de entrada en la patilla 13 varía dentro de los límites indicados en la figura 4.

*Circuito de acoplamiento C.A.F.* Sabido es que en receptores de frecuencia modulada con sintonía electrónica, se puede obtener un factor de corrección de C.A.F. que permanezca casi constante en todo el margen de tensión de sintonización, superponiendo la tensión de C.A.F. a la de sintonización. En los receptores de televisión, en donde la tensión de sintonización es con frecuencia menor que 1 V, puede ser igualmente necesario conectar la tensión de C.A.F. en serie con los extremos inferiores de los potenciómetros de sintonización para asegurar un factor de corrección constante en todo el margen de tensión de sintonización. Ambos métodos se pueden utilizar con el TCA750. El diagrama de bloques del circuito de acoplamiento de C.A.F. puede verse en la figura 3.

El circuito genera una corriente de umbral en la patilla 10 del circuito integrado que se ajusta mediante el valor del resistor *RE* y sobre la cual se superpone la variación de la corriente de C.A.F. (variación máx = $I_{10}$ X 2 = 3 mA máx.). En la figura 5 se muestra la variación de $I_{10}$ en función de los valores de *RE* y también la pendiente de C.A.F. $(s) = \Delta I_{c.a.f.}/V_{c.a.f.}$ (entrada). La variación de la tensión de C.A.F. (2,2 V máx.) superpuesta a $V_{01}$ está determinada por el factor de amplificación $\mu = V_{c.a.f.}$ (salida)$/V_{c.a.f.}$ (entrada) = 5 máx. del circuito de acoplamiento de C.A.F. y el valor de $RA_1$.

*Circuito conmutador de C.A.F.* El TCA750 incorpora igualmente un conmutador electrónico cuyo objeto es facilitar la desconexión del C.A.F. superpuesto mientras

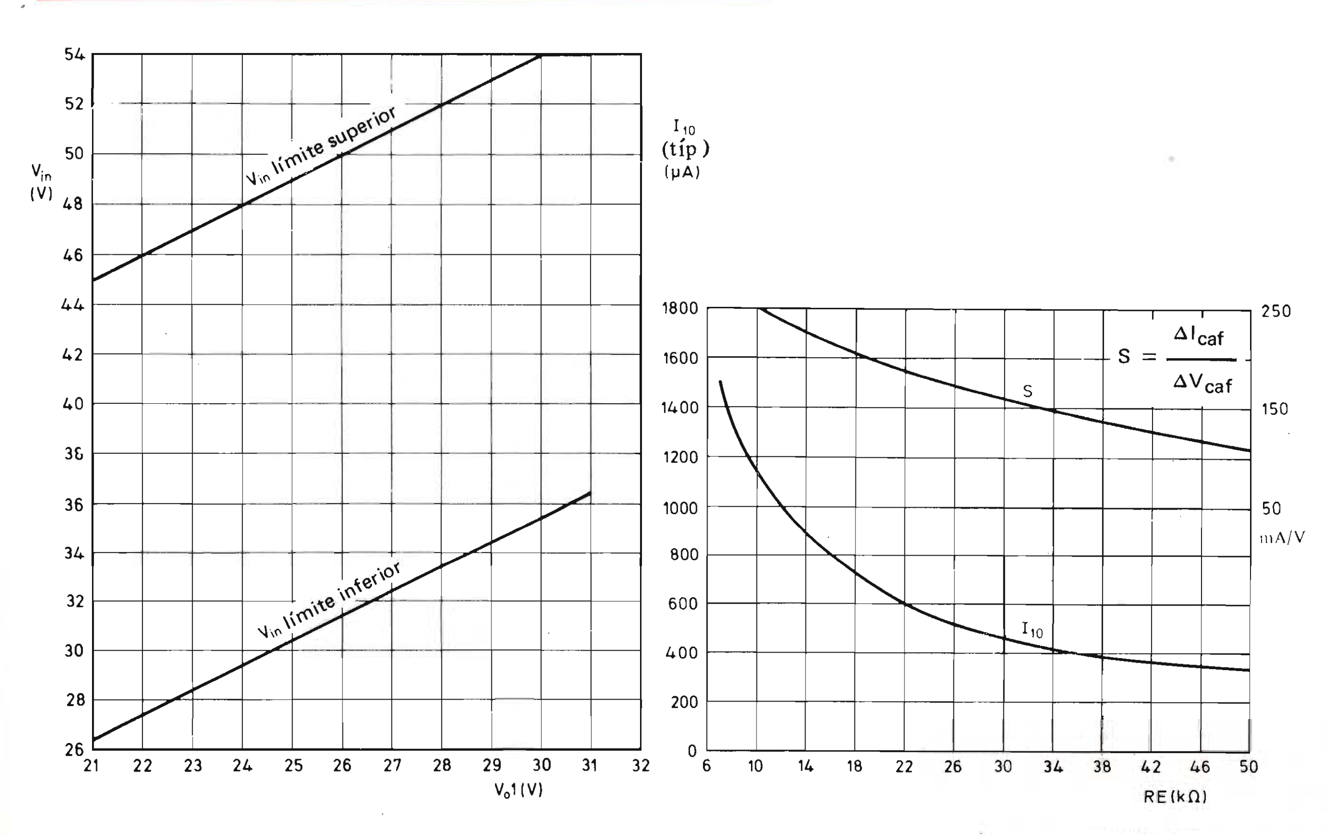



Figura 4. Margen de valores de $V_{01}$.

Figura 5. Determinación de $I_{10}$ a partir de R.E.

se aplica una corriente positiva o negativa a la patilla 11 del circuito integrado. Esta operación, que puede ser iniciada mediante un interruptor manual o un control por tacto, se utiliza cuando se pasa la sintonía de una emisora a otra, para evitar la posibilidad de que el oscilador local del receptor quede fijado a la frecuencia de una emisora no deseada que se encuentre próxima a la frecuencia de la emisora que se ha seleccionado. Alternativamente, este interruptor puede funcionar mediante una señal de los circuitos de frecuencia intermedia del receptor para efectuar el control electrónico de sintonía mediante la limitación de la banda de retención, y captación del C.A.F.; el nivel de la señal utilizado para operar el conmutador debe ser proporcional a la frecuencia incluso después del comienzo de la limitación en el amplificador de frecuencia intermedia durante la recepción de señales fuertes.

La acción del interruptor electrónico se puede retardar hasta 2 segundos después de su puesta en funcionamiento mediante la conexión de un condensador ($C_T2$) entre las patillas 5 y 16 del circuito integrado.

El tiempo de retardo viene dado por:

$$T_d \text{ c.a.f.} \approx k \times C_T2 \times \text{RE.}$$

$k$ = 9 es una constante determinada por las características del TCA750.

**Estabilizador 2**

Este estabilizador deriva su tensión de línea desde el estabilizador 1 y su tensión de referencia del diodo de referencia de tensión a través de una conexión interna del circuito integrado. La tensión de salida estabilizada se puede ajustar a cualquiera de los niveles indicados en la figura 6, y suministrará corrientes de hasta 5,5 mA. El nivel de salida se fija seleccionando un valor adecuado de los resistores de drenaje $RA_2$ y $RB_2$. Como este estabilizador se utiliza solamente para alimentar al sintonizador (excluido el oscilador local) y a las primeras etapas de audiofrecuencia del receptor, se puede desconectar para eliminar el ruido durante la conmutación de

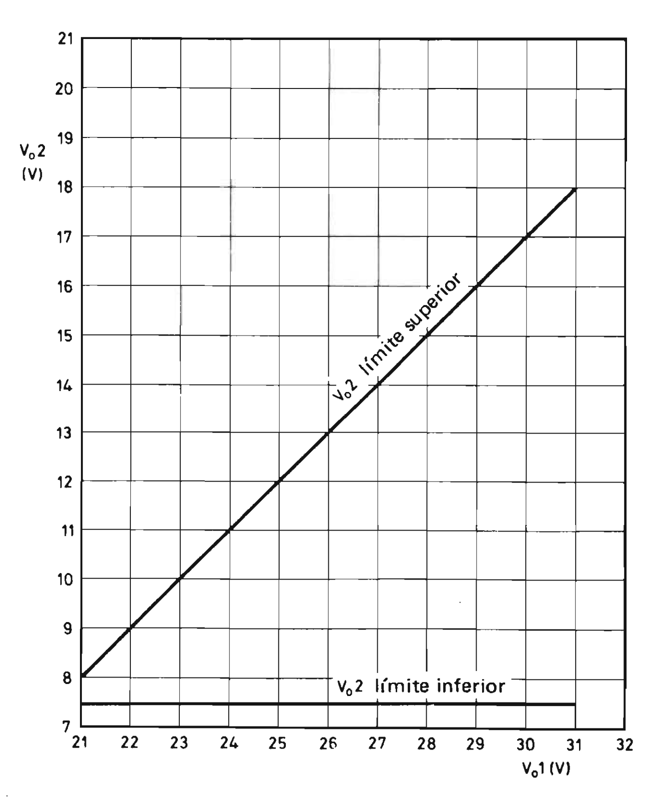



Figura 6. Margen de valores de $V_{O2}$.

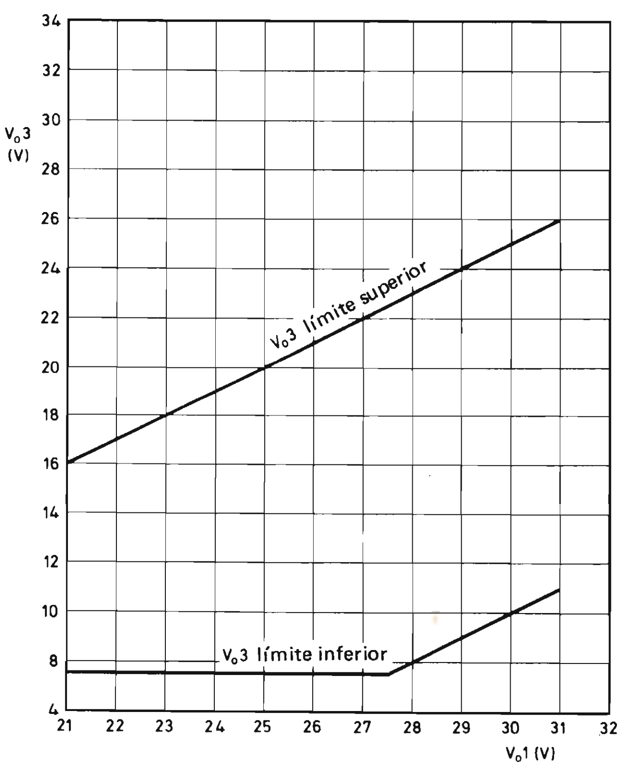



Figura 7. Margen de valores de $V_{O3}$.

emisora y evitar la posibilidad de que el oscilador local se fije a una emisora no deseada cuya frecuencia esté próxima a la estación que se ha seleccionado. La salida del estabilizador permanece desconectada mientras la patilla 1 del circuito integrado está conectada a la patilla 16 (retorno común). El estabilizador se pone en circuito conectando una tensión continua positiva cuyo valor esté entre 0,8 V y 1 V (por ejemplo, de la salida del estabilizador 1) entre las patillas 1 y 16 del circuito integrado; el tiempo de conexión se puede retardar seleccionando una adecuada constante de tiempo con un resistor $RT$ y un condensador $C_T1$.

**Estabilizador 3**

Este estabilizador también deriva su tensión de línea del estabilizador 1 y su tensión de referencia del diodo de referencia a través de una conexión interna del circuito integrado. La tensión de salida estabilizada se puede ajustar a cualquiera de los niveles indicados en la nivel de salida se ajusta seleccionando un valor adecuado figura 7 y suministrará corrientes de hasta 5,5 mA. El para los resistores de drenaje $RA_3$ y $RB_3$. A diferencia del estabilizador 2, la salida de este estabilizador no se puede conmutar ni retardar y por lo tanto es muy adecuado para alimentar el resto del receptor. Si fuera necesario, la capacidad de la corriente de salida se puede aumentar mediante la adición de un transistor de potencia, como se ve en la figura 9. Cuando se utiliza dicha configuración, es ventajoso utilizar $V_{O3}$ para suministrar la corriente del diodo de referencia y aumentar de esta manera la corriente disponible en la salida del estabilizador 1.

**ESPECIFICACION DEL FUNCIONAMIENTO**

La siguiente especificación se refiere a una aplicación típica con el TCA750 y el BZV38 conectados según el circuito de la figura 3. Se suponen las siguientes condiciones (referidas a la figura 8).

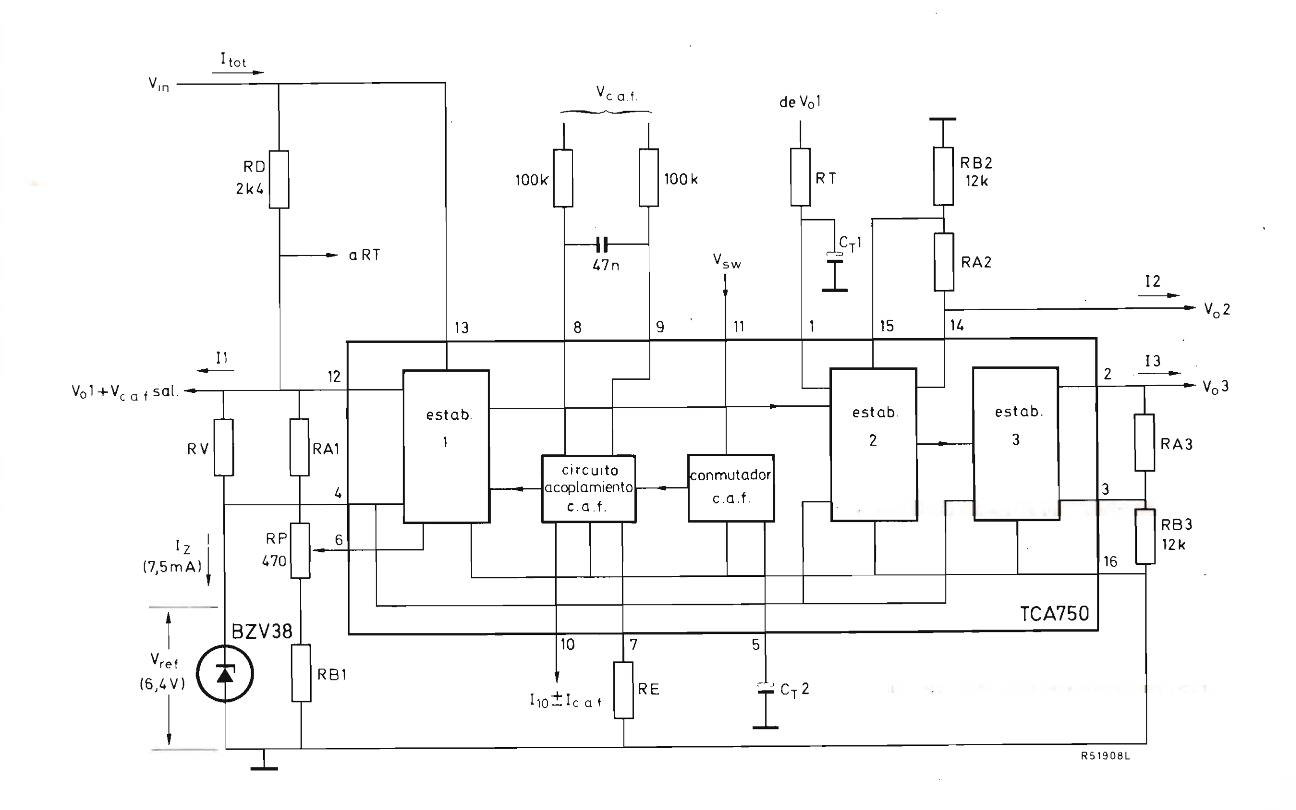



Figura 8. Esquema de una aplicación típica del TCA750 en un receptor de FM.

| | | | |
|---|---|---|---|
| Temperatura ambiente (a menos que se indique otra cosa) | $T_{amb}$ | 25 | °C |
| Corriente del diodo regulador de tensión | $I_Z$ | 7,5 | mA |
| Disipación máxima de potencia* | $P_{tot}$ max | 1,25 | W |

Valores de los componentes: los indicados en la figura 9.

*Se reduce a 900 mW para $T_{amb}$ = 60°C.

| | | Nota | Mín. | Tip. | Máx. | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| *Alimentación* | | | | | | |
| Tensión de entrada | $V_{in}$ | 1 | 26,5 | – | 54 | V |
| Corriente de entrada | $I_{tot}$ | 2 | – | – | 31 | mA |
| *Características de salida* | | | | | | |
| Resistencia de salida de c.c. (todos los estabilizadores) | $R_{out}$ | – | – | 1 | – | Ω |
| Duración permitida del corto-circuito salida | $t_{short}$ | – | | | | |
| Estabilizador 1 | | – | continuo | | | |
| Estabilizadores 2 ó 3 | | – | – | – | 10 | s |
| *Estabilizador 1* | | | | | | |
| Tensión de salida | $V_{o1}$ | 3 | 21 | – | 31 | V |
| Corriente de salida | $I_1$ | 4,5 | 0 | – | 5 | mA |
| Tiempo de estabilización | $t_{stab}$ | 6 | – | – | 1 | s |
| Coeficiente de temperatura de tensión salida | $\Delta V_{o1}/\Delta T$ | 7,8 | – | 40 | – | ppm/°C |
| Regulación de línea | $\Delta V_{o1}/\Delta V_{in}$ | 8 | 33 | – | – | ppm/V |
| *Circuito de acoplamiento de C. A.F.* | | | | | | |
| Tensión entrada C.A.F. (variación 1/2 $V_{c.a.f.}$) | $V_{afc}$ in | – | – | – | 6 | V |
| Tensión salida C.A.F. (variación de limitación 1/2 $V_{c.a.f.}$) | $V_{afc}$ lim | 15 | – | – | 1,1 | V |
| Umbral de corriente de salida de C.A.F. | $I_{10}$ | – | – | – | 1,5 | mA |
| Variación de la corriente de salida de C.A.F. | $I_{afc}$ lim | – | – | – | 3,0 | mA |
| Retardo de C.A.F. | $T_d$ afc | – | – | 2 | | sec |
| Factor de amplificación | $\mu$ | – | – | – | 5 | |
| Pendiente ($\Delta I_{c.a.f.}/\Delta_{c.a.f.}$ entrada) de C.A.F. | $S$ | 14 | – | 250 | – | mA/V |
| Tensión de modo común | $V_{com}$ | 9 | 5 | – | 15 | V |
| Cambio de $V_{o1}$ debido a la conexión de C.A.F. | $\Delta V_{o1}$/afc | – | – | – | 25 | mV |
| *Conmutador de C.A.F. operado por interruptor manual* | | | | | | |
| Corriente entrada positiva (C.A.F. fuera servicio) | $+I_{11}$ | – | 0,004 | – | 3 | mA |
| Corriente entrada negativa (C.A.F. fuera servicio) | $-I_{11}$ | – | 0,8 | – | 3 | mA |
| *Conmutador de C.A.F. operando por impulso* | | | | | | |
| Corriente de pico del impulso de disparo positivo | $+I_{11}$ pulse | 13 | | | | |
| Ancho del impulso = 10 μs | | – | 800 | – | 3000 | μA |
| 100 μs | | – | 80 | – | 3000 | μA |
| 1 ms | | – | 8 | – | 3000 | μA |
| 10 ms | | – | 4 | – | 3000 | μA |
| Corriente de pico del impulso de disparo negativo | $-I_{11}$ pulse | – | 0,8 | – | 3 | mA |
| Ancho del impulso de disparo negativo | | – | 10 | – | – | μs |

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| *Estabilizador 2* | | | | | | | |
| Tensión de salida | $V_O2$ | 10 | 7,5 | – | 18 | V |
| Corriente de salida | $I_2$ | 5 | 0 | – | 5,5 | mA |
| Coeficiente de temperatura de tensión salida | $\Delta V_O2/\Delta T$ | 7,8 | – | 45 | – | ppm/°C |
| Tiempo de retardo de conexión | $td$ on | 11 | 0 | – | 6 | s |
| Tensión de conmutación | $V_{sw}$ | – | 0,8 | – | 1 | V |
| *Estabilizador 3* | | | | | | | |
| Tensión de salida | $V_O3$ | 12 | 7,5 | – | 26 | V |
| Corriente de salida | $I_3$ | 5 | 0 | – | 5,5 | mA |
| Coeficiente de temperatura de tensión salida | $\Delta V_O3/\Delta T$ | 7,8 | – | 45 | – | ppm/°C |

Notas:

1. El margen $V_{in}$ depende del valor de $V_{01}$ (véase fig. 4).
2. Para $I_1 = 5$ mA, $I_2 = I_3 = 5{,}5$ mA, $I_{10} = 0$.
3. Ajustable por medio de $RA_1$, $RB1$ y $R_p$.
4. Si se necesita más corriente de la salida del estabilizador 1, la alimentación del diodo de referencia puede obtenerse del emisor de un transistor de potencia conectado a la salida del estabilizador 3 (véase fig. 9). En este caso, la corriente disponible del estabilizador 1 aumenta a 12,5 mA.
5. Para $T_{amb} = 60°C$ máx. con todos los estabilizadores a corrientes nominales.
6. Con $V_{01}$ dentro de 0,05% de su valor fijo.
7. Coeficiente de temperatura para $T_{amb}$ de 10°C a 60°C con $V_{in}$ constante y empleando resistores de película metálica con un coeficiente de temperatura de ≤ 50 p.p.m./°C.
8. Con todas las corrientes de salida del estabilizador constantes y dentro de los límites especificados.
9. Tensión de modo común = tensión entre patillas 8 y 16, y 9 y 16 del circuito integrado.
10. $V_{02}$ depende del valor de $V_{01}$ (véase fig. 6).
11. Ajustable por medio de $RT$ y $C_{T1}$. El tiempo de retardo está limitado por la corriente de fugas de $C_{T1}$.
12. $V_{03}$ depende del valor de $V_{01}$ (véase fig. 7).
13. El tiempo de retardo después del disparo depende del valor de $C_{T2}$.
14. Con $RE = 10$ kΩ y $T_{amb} = 25°C$.
15. $V_{c.a.f.}$ salida para $V_{c.a.f.}$ después de limitación.

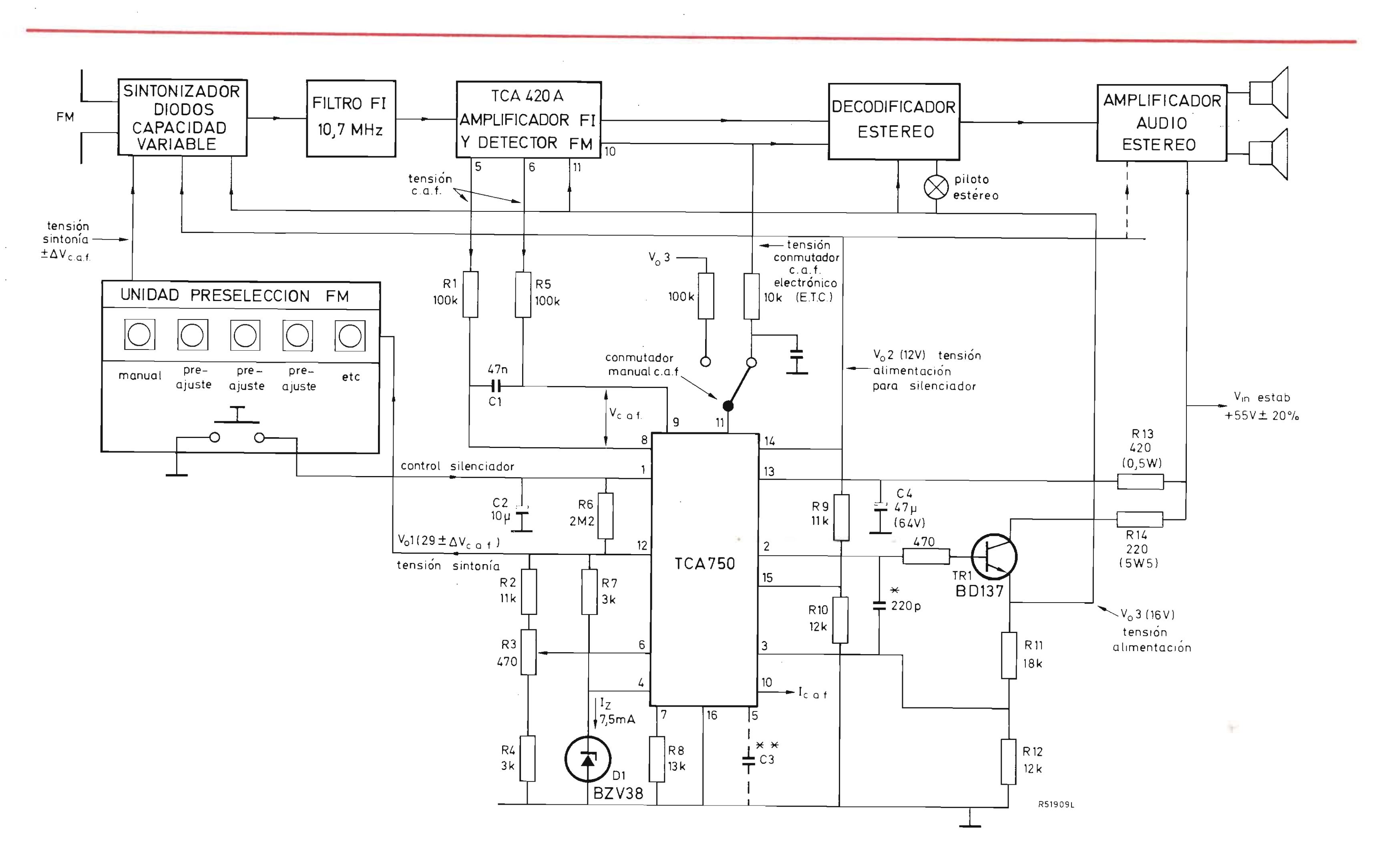



Figura 9. Componentes periféricos del multiestabilizador.

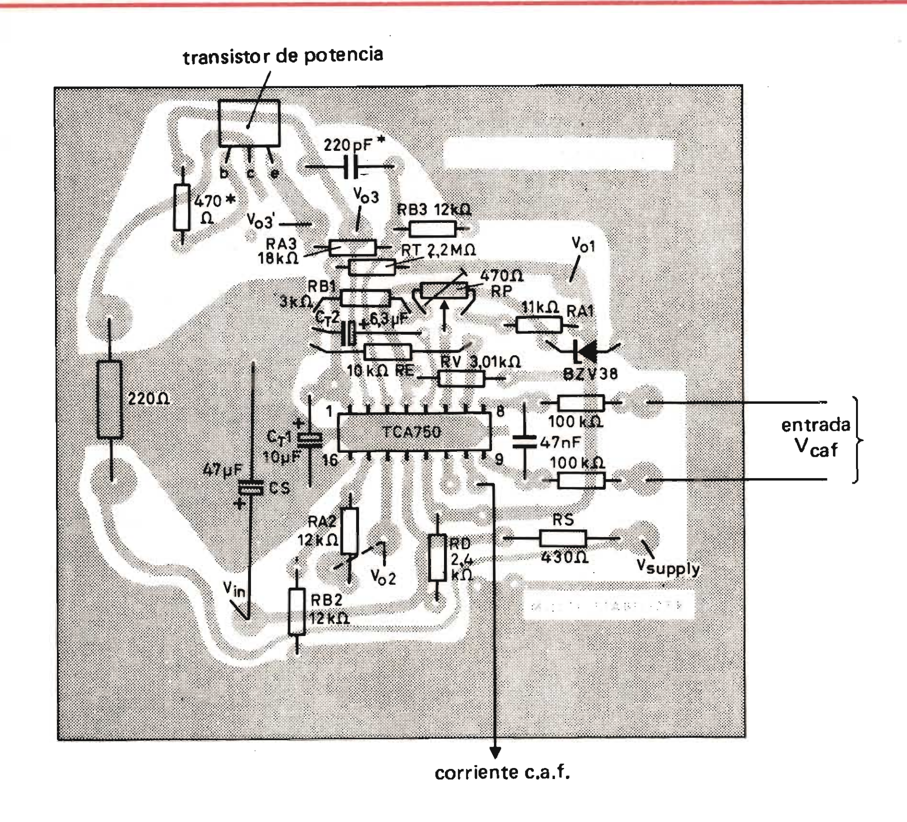



Figura 10. Placa de circuito impreso con los componentes (lado del cobre).

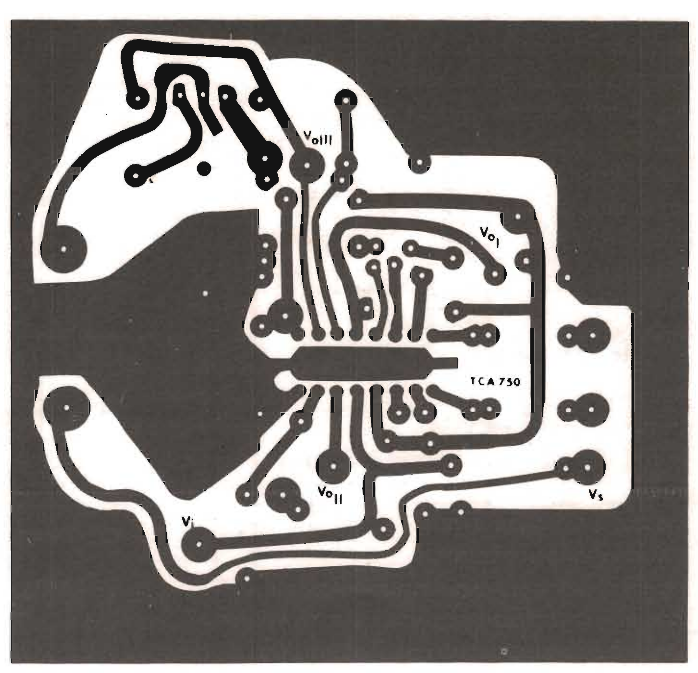



Figura 11. Placa de circuito impreso (lado del cobre).

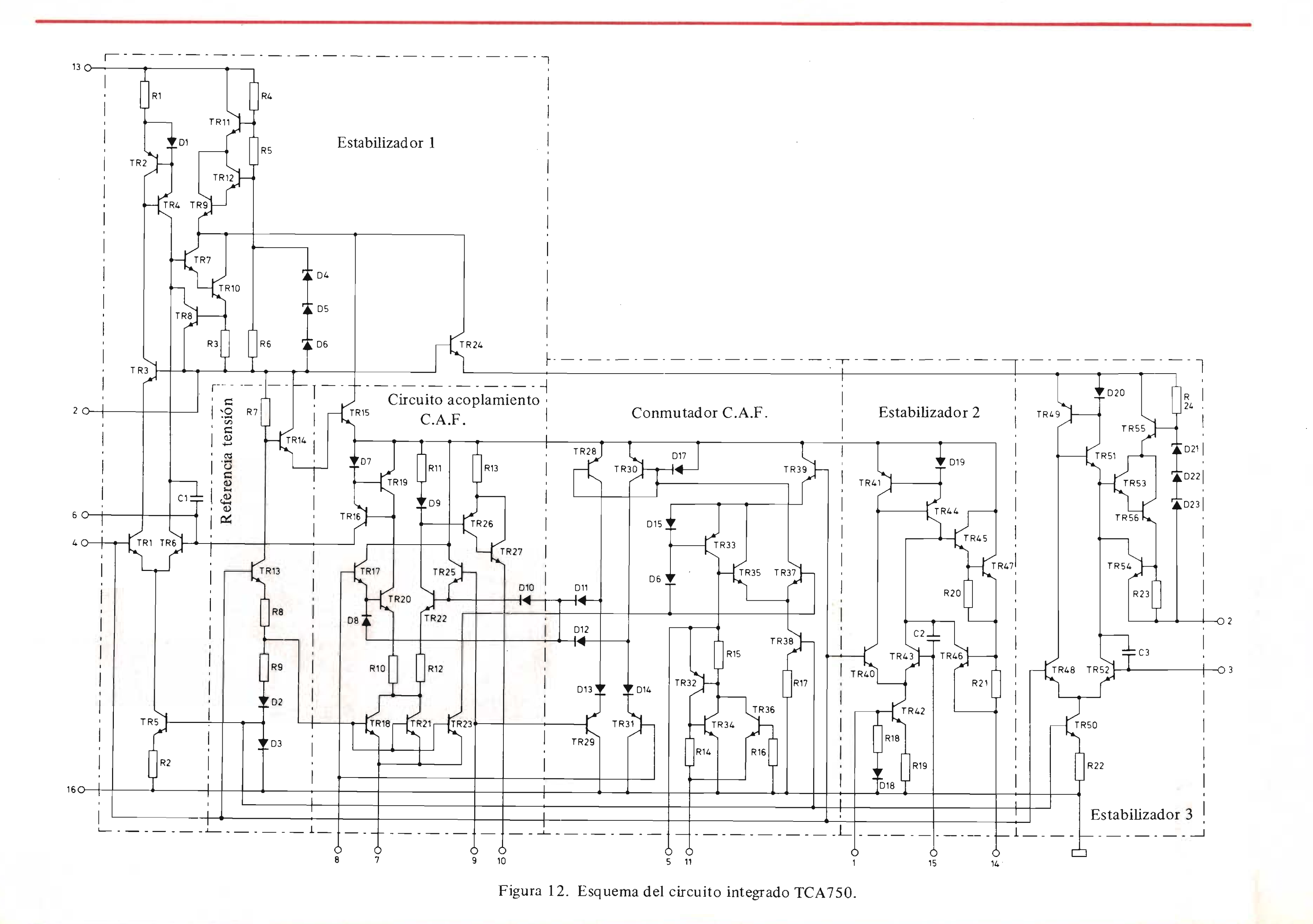



Figura 12. Esquema del circuito integrado TCA750.

# DISEÑO DEL CIRCUITO DE BASE PARA TRANSISTORES DE CONMUTACION DE ALTA TENSION EN CONVERTIDORES

*Los principios de diseño del circuito de base para transistores de conmutación de alta tensión en circuitos convertidores se han desarrollado partiendo de la investigación del comportamiento del circuito de los aparatos y apoyado por el examen de su construcción física.*

La disponibilidad de transistores de conmutación de alta tensión, ha dado lugar a un interés creciente por el diseño de convertidores para circuitos de alimentación. Debido a que la tensión de ruptura de estos transistores es elevada (más de 750 ó 800 V), resultan adecuados para la operación directa a partir de una alimentación de red rectificada de 220 V ó 240 V. Además, sus propiedades de rápida conmutación permiten que el convertidor trabaje con frecuencias mucho mayores que las audibles.

El diseño de circuitos convertidores que utilicen transistores de conmutación de alta tensión precisa de un cuidadoso enfoque, debido a las diferencias en la construcción de estos transistores, y su comportamiento en circuitos prácticos, en comparación con sus análogos de baja tensión. En este artículo se desarrollan métodos de diseño de un circuito de base para convertidores transistorizados y circuitos similares, partiendo de la consideración de la construcción y el inherente funcionamiento del circuito de los transistores de conmutación de alta tensión.

## Conmutación

La figura 1 muestra un período completo de la tensión del colector y formas de onda de corriente para un transistor de salida del convertidor. Se indican los intervalos de cebado y descebado. El funcionamiento transitorio del transistor durante estos dos intervalos, y

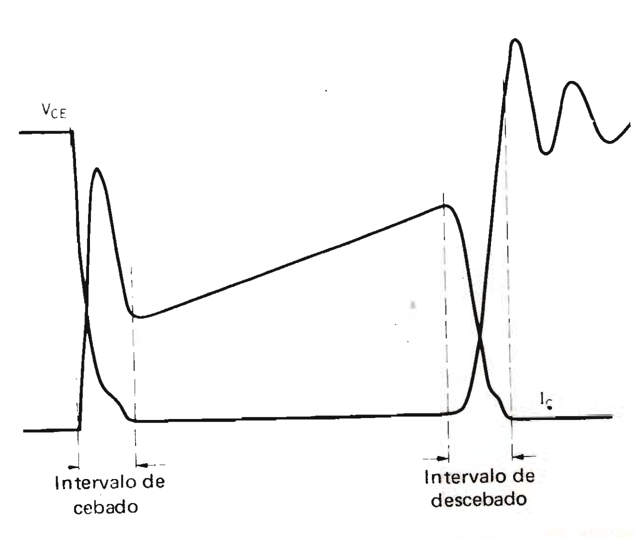



Figura 1. Tensión colector-emisor y formas de onda de la corriente de colector durante el período de conducción de un transistor de salida.

la forma en que es influenciado por la excitación de base del transistor, serán examinados a continuación.

*Cebado*

En la figura 2a se muestran las formas de onda de tensión y de corriente en el colector y en la base de un transistor convertidor durante el intervalo de cebado. Estas formas de onda se encuentran en un circuito convertidor en el que se descarga una capacidad (parásita) por un impulso de corriente de colector en el cebado del transistor. El impulso de corriente debido a la descarga puede considerarse como superpuesto a la forma de onda trapezoidal de corriente del funcionamiento del convertidor básico.

Un impulso positivo de corriente de base $I_B$ ceba el transistor. La tensión colector-emisor $V_{CE}$ empieza a disminuir rápidamente y la corriente de colector $I_C$ empieza a aumentar. Transcurrido un cierto tiempo, el aumento de $V_{CE}$ se reduce considerablemente, y $V_{CE}$ permanece relativamente elevada debido a la gran corriente de colector producida por la descarga del condensador. Así, la disipación transitoria de cebado (que se indica por una línea de trazos) alcanza un valor elevado.

La corriente del colector disminuye después a un mínimo antes de asumir la forma de onda trapezoidal normal y hay de nuevo una rápida disminución de $V_{CE}$, que alcanza el valor de saturación definido por la corriente del colector y la corriente de base del transistor en cuestión.

La figura 2b representa una situación similar pero para aumento más rápido de la corriente de base. La rápida disminución inicial en $V_{CE}$ se mantiene hasta llegar a un valor más bajo, y puede verse que los valores de pico y medio de la disipación de cebado son menores que los de la figura 2a.

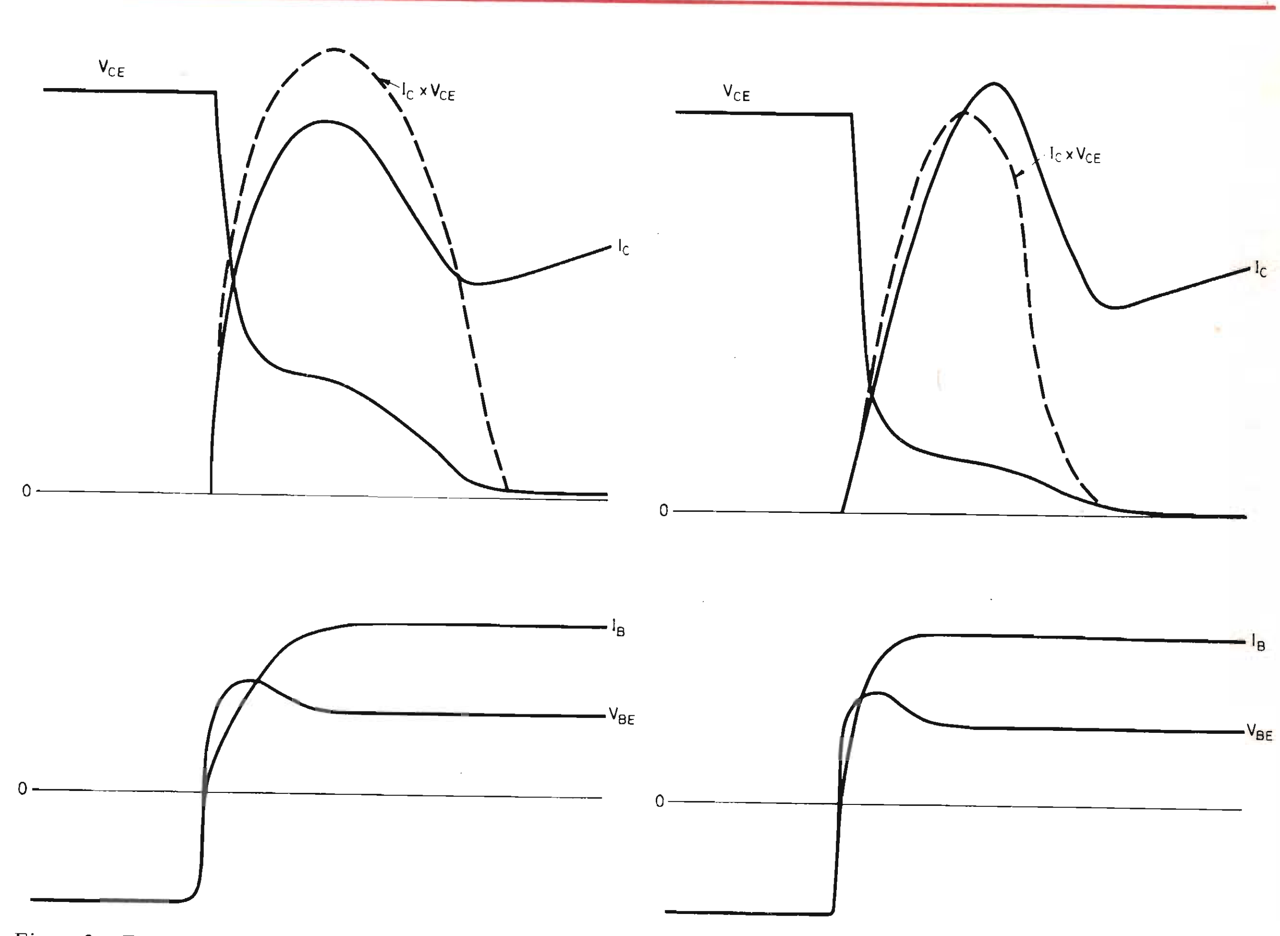



Figura 2a. Formas de onda de cebado de un circuito convertidor práctico.

Figura 2b. Formas de onda de cebado: impulso de corriente de base de rápido aumento.

La figura 2c muestra el efecto sobre el cebado del transistor de un impulso de corriente de base de muy rápido ascenso que inicialmente sobrepase el valor final. La tensión colector-emisor disminuye rápidamente a un valor muy próximo a la tensión de saturación del transistor. El impulso de disipación de cebado es ahora menor y mucho más estrecho que los de las figuras 2a y 2b.

Partiendo de las situaciones representadas en las figuras 2a, 2b y 2c, se deduce que para el transistor de salida de un circuito convertidor las condiciones de conexión son más favorables cuando el impulso de la corriente de excitación de base tiene un flanco anterior de crecimiento rápido y sobrepasa el valor final de $I_B$.

*Descebado*

Las formas de onda que se producen durante el intervalo de descebado indicado en la figura 1 se muestran en una escala ampliada de tiempos y con cuatro diferentes condiciones de excitación de base en las figuras 3a a 3d. Estas formas de onda pueden ser obtenidas mediante los circuitos de excitación de base indicados en las figuras 4a a 4c; el circuito de la figura 4a proporciona las formas de onda de la figura 3a; el circuito de la figura 4b los de la figura 3b y, con una tensión de excitación inversa mayor, la figura 3c; el circuito de la figura 4c proporciona las formas de onda de la figura 3d; las formas de onda indicadas son las típicas que se encuentran en las etapas de salida de los convertidores y circuitos de desviación horizontal de receptores de televisión, utilizando transistores de alta tensión.

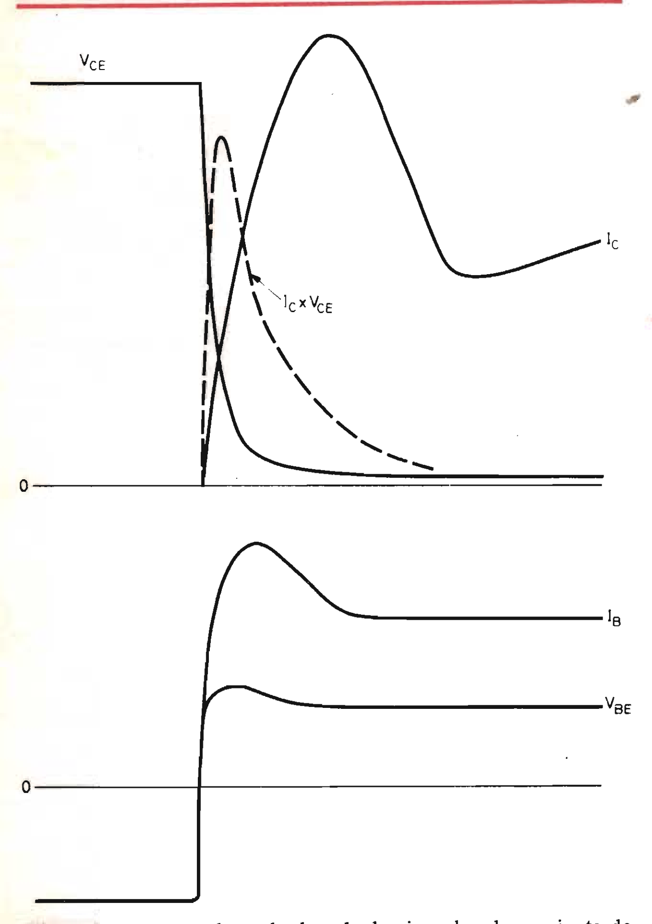



Figura 2c. Formas de onda de cebado: impulso de corriente de base de rápido aumento, con sobreimpulso.

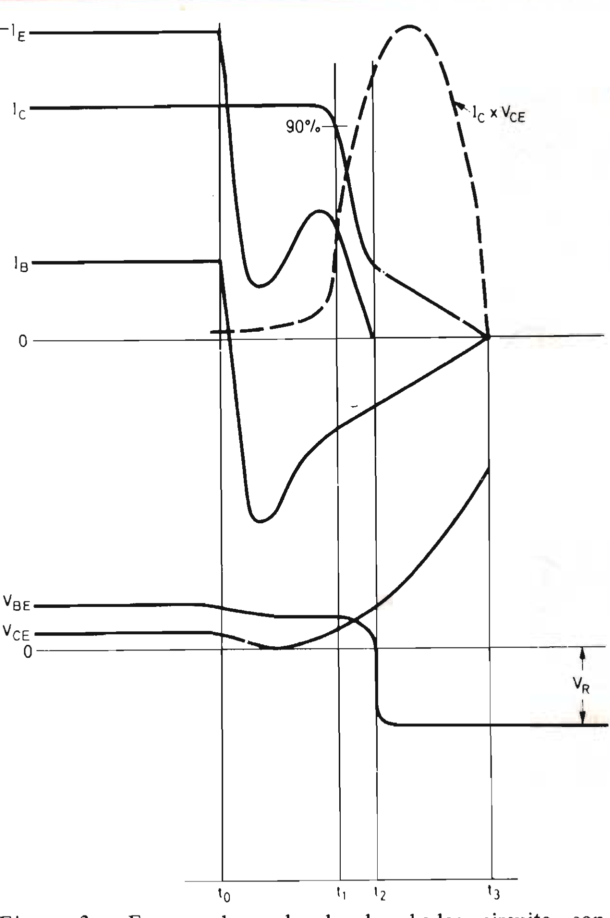



Figura 3a. Formas de onda de descebado: circuito con condensador acelerador.

En circuitos prácticos, la forma de onda de la tensión del colector-emisor depende principalmente de la forma del circuito de colector. El efecto amortiguador del transistor sobre el circuito de base carece de importancia excepto durante la parte inicial del período de descebado, momento en el que únicamente produce un cierto retraso en el aumento del impulso $V_{CE}$.

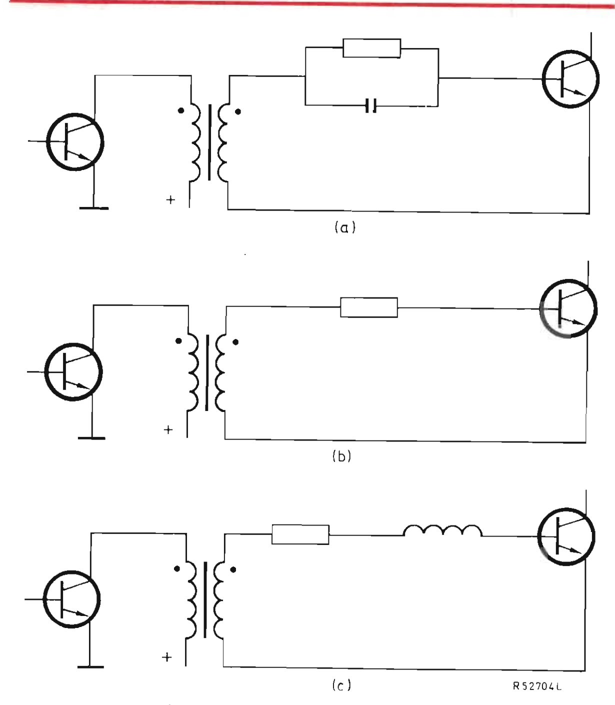



Figura 4. Circuitos básicos para descebado de la excitación de base. El transistor excitador se supone que se satura para descebar el transistor de salida.
a) Con condensador acelerador.
b) Sin condensador acelerador.
c) Con inductor en serie.

El impulso $I_C \times V_{CE}$ (disipación de descebado) depende tanto del tiempo de descebado del transistor como de la forma de onda de la corriente del colector durante el descebado. Los impulsos de disipación de descebado se indican en las figuras 3a a 3d por líneas de trazos.

El circuito de la figura 4a incorpora un condensador acelerador, un montaje a menudo utilizado con transistores de baja tensión. El efecto de éste es, según se indica en la figura 3a, una rápida disminución de la corriente de base $I_B$, que pasa a un valor de pico negativo y se hace igual a cero en $t_3$. La corriente $I_C$ del colector permanece virtualmente constante hasta el final del tiempo de almacenaje, en $t_1$, y disminuye entonces llegando a 0 en $t_3$. La forma de onda de la corriente $I_E$ del emisor depende de $I_C$ e $I_B$, hasta llegar a cero en $t_2$, cuando la polaridad de la tensión base-emisor $V_{BE}$ se invierte.

Después del instante $t_2$, cuando $V_{BE}$ es negativa e $I_E$ es igual a cero, las corrientes del colector y de base son iguales y opuestas, y el emisor ya no es efectivo. Así, la nueva disminución de la corriente de colector está gobernada por el proceso de recuperación inversa del diodo colector-base del transistor. La "cola" de recuperación inversa de $I_C$ (de $t_2$ a $t_3$) es relativamente larga, y es obvio que la disipación de descebado sea elevada.

En el circuito de la figura 4b se ha omitido el condensador. La figura 3b muestra que la corriente negativa de base está limitada a un valor considerablemente inferior que en el caso anterior. Todas las corrientes $I_B$, $I_C$ e $I_E$ llegan a cero en el instante $t_3$. La unión emisor-base del transistor se polariza en sentido inverso en $t_2$, de forma que durante el corto intervalo de $t_2$ a $t_3$ circula una pequeña corriente de emisor negativa.

La corriente de emisor, determinada por la corriente del colector y por la corriente de base, mantiene en consecuencia el control sobre el colector hasta que llega a cero. Además, la corriente del colector tiene una "cola" menos pronunciada y así el tiempo de caída es considerablemente más corto que el de la figura 3a. La disipación de descebado es también menor que en el caso anterior.

Aumentando la tensión de excitación de base inversa en el circuito de la figura 4b, con la resistencia de base

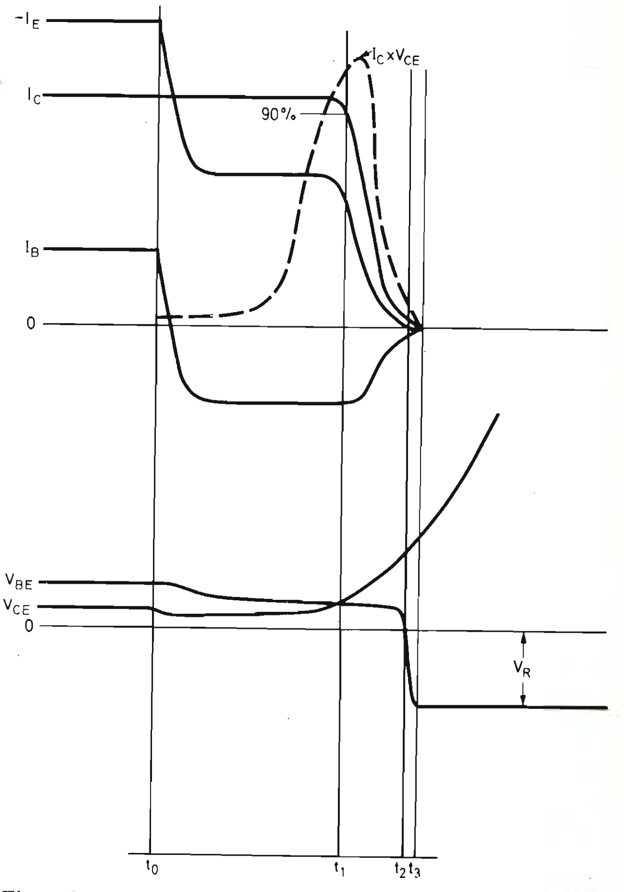



Figura 3b. Formas de onda de descebado: circuito sin condensador acelerador.

en serie ajustada de forma que circule la misma corriente de base inversa máxima, se obtienen las formas de onda que aparecen en la figura 3c. La "cola" de la corriente de colector es aun menos pronunciada y el tiempo de caída más corto que en la figura 3b.

Una nueva mejora en el descebado puede observarse en las formas de onda de la figura 3d, que se obtienen al incluir un inductor en el circuito de base como se indica en la figura 4c. El cambio de la corriente de base negativa es más lento que en los casos anteriores y el valor de pico negativo de la corriente de base es menor que en la figura 3a. La corriente de colector $I_C$ llega a cero en $t_3$, y desde $t_3$ a $t_4$ las corrientes de emisor y de base son iguales. En el instante $t_2$ la polaridad de $V_{BE}$ se invierte y se produce la ruptura de la unión base-emisor. En el instante $t_4$ la tensión base-emisor negativa disminuye del valor de ruptura $V_{(BR)EBO}$ a la tensión $V_R$ producida por el circuito de excitación.

El tiempo de caída de la corriente de colector en la figura 3d es más corto que en cualquiera de los casos precedentes. La corriente de emisor mantiene control de la corriente de colector durante su caída. El gran valor negativo de $V_{BE}$ durante la parte final de la disminución de la corriente de colector conduce la unión base-emisor a la ruptura y la tensión de ruptura de la unión determina la mayor tensión inversa posible. El descebado del transistor se acelera considerablemente por la aplicación, correctamente temporizada, de esta gran tensión negativa base-emisor, y el circuito da la menor disipación de descebado de todos los considerados.

El funcionamiento de la unión base-emisor en ruptura durante el descebado del transistor, según se indica en la figura 3d, no tiene efectos perjudiciales sobre el funcionamiento de los transistores de las series BDY93,

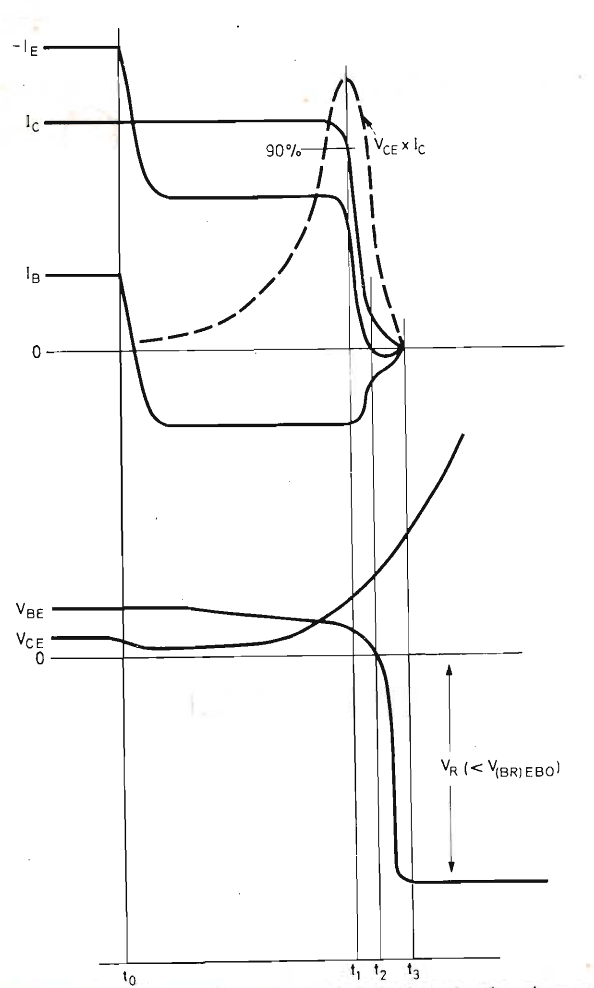



Figura 3c. Formas de onda de descebado: circuito sin condensador acelerador, con tensión de excitación inversa aumentada.

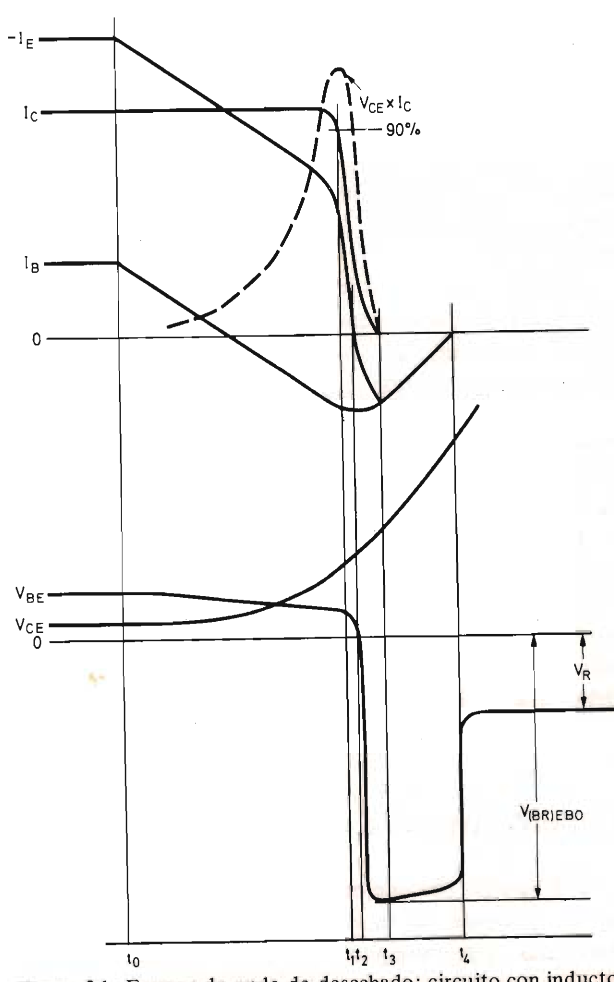



Figura 3d. Formas de onda de descebado: circuito con inductor en serie.

BDY96, BU205, BU208 y BU126. Los datos publicados de estos transistores permiten el funcionamiento en ruptura como método para lograr un descebado seguro, siempre que no se sobrepasen los valores límites de $-I_{B(AV)}$ y $-I_{BM}$.

Resulta evidente de las figuras 3a a 3d que los respectivos valores de disipación de descebado están relacionados por:

$$P_{off(a)} > P_{off(b)} > P_{off(c)} > P_{off(d)} ;$$

los tiempos de caída (relacionados en cada caso al intervalo de $t_1$ a $t_3$) por:

$$t_{f(a)} > t_{f(b)} > t_{f(c)} > t_{f(d)}$$

y los tiempos de almacenaje (igual al intervalo de $t_0$ a $t_1$) por:

$$t_{s(a)} < t_{s(b)} < t_{s(c)} < t_{s(d)}$$

en los que los subíndices (a), (b), (c) y (d) se refieren a las formas de onda de las figuras 3a, 3b, 3c y 3d, respectivamente. Se deduce que el circuito de la figura 4c, al que corresponden las formas de onda de la figura 3d, proporciona la disipación de potencia de descebado más favorable. Sin embargo, tiene el más prolongado tiempo de almacenaje.

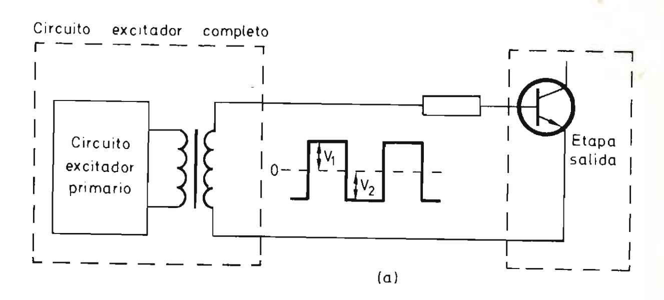
Considerando las formas de onda de las figuras 3a a 3d, puede deducirse que el óptimo descebado de un transistor de alta tensión requiere un tiempo de almacenaje suficientemente largo determinado por la corriente de base de descebado y una tensión base-emisor negativa suficientemente grande y correctamente temporizada con relación a la forma de onda de la corriente de colector.

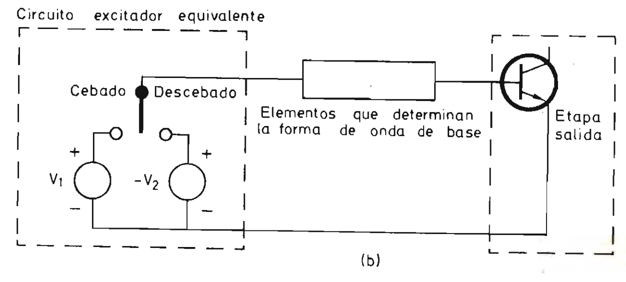
Los fenómenos que han sido descritos en esta sección resultan más pronunciados cuando aumenta la temperatura de la unión de trabajo del transistor: en particular, los tiempos de caída y de almacenaje aumentan. Por tanto, el diseño de un circuito de excitación de base debe comprobarse observando las formas de onda obtenidas a elevadas temperaturas.

## Circuito de excitación de base óptimo

Del estudio precedente acerca de las formas de onda de la corriente de base y de la tensión base-emisor necesarias, determinaremos a continuación un circuito de base fundamental para obtener un óptimo cebado y descebado de un transistor de conmutación de alta tensión. Se supondrá que la etapa excitadora está acoplada por transformador a la base, como en la figura 5a, y que el circuito primario del transformador excitador es tal que se observa una baja impedancia, mirando en el secundario, durante los impulsos de excitación directo e inverso. El circuito excitador completo puede representarse así por un generador equivalente de tensión de $+V_1$ voltios durante el período de excitación directo y de $-V_2$ voltios durante el período de excitación/polarización en sentido inverso. Esto se muestra en la figura 5b.

La excitación de base directa puede obtenerse también de un circuito que actúe como generador de corriente en lugar de generador de tensión. Esta situación, en la que la excitación inversa se obtiene todavía de un generador de tensión, se representa en la figura 5c. Los circuitos básicos de las figuras 5b y 5c difieren únicamente con relación a la excitación y deberán consi-



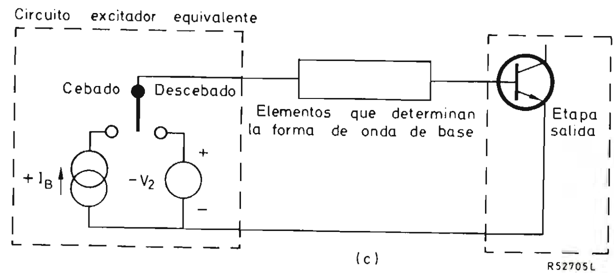




Figura 5a. Esquema del circuito de excitación.

Figura 5b. Circuito de excitación equivalente.

Figura 5c. Circuito equivalente para excitación directa de generador de corriente.

derarse separadamente.

Por supuesto, pueden obtenerse formas de onda de excitación de base comparables a partir de circuitos que difieren de los representados en las figuras 5b y 5c. Para estos otros circuitos es igualmente válida la siguiente discusión.

*Resistor de base en serie*

La mayoría de los circuitos de excitación incorporan un resistor $R_B$ en serie con la base. La influencia del valor de este resistor sobre la característica de excitación se discutirá brevemente.

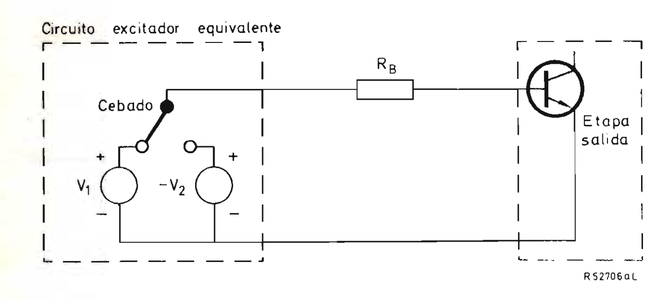


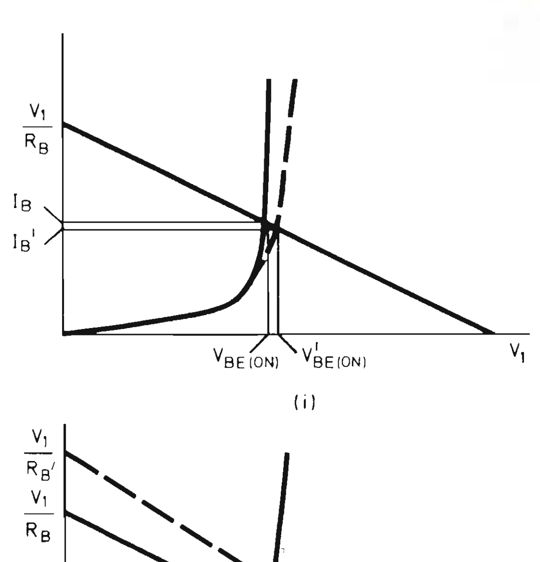

Figura 6a. Circuito excitador con resistor de base $R_B$ y excitación directa por generador de tensión.

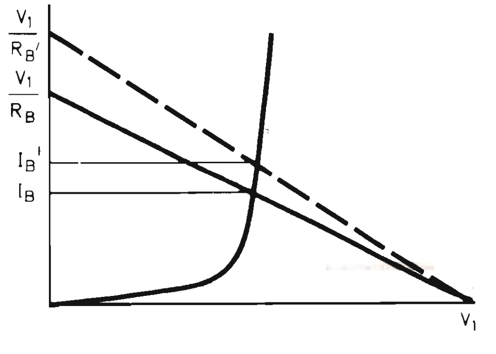
Excitación directa con generador de tensión

En circuitos con un generador de tensión para excitación directa, representado en forma simplificada en la figura 6a, los siguientes parámetros determinan la corriente de base:

la característica de base del transistor
el valor del resistor de base $R_B$
la tensión de excitación directa $V_1$.

La figura 6b muestra como las tolerancias en estos parámetros afectan a la corriente de base. Es evidente que para evitar grandes variaciones en $I_B$, las tolerancias en $R_B$ y $V_1$ deben minimizarse. La caída de tensión a través de $R_B$ reduce la dependencia de $I_B$ sobre las dispersiones y variaciones de la tensión $V_{BE(on)}$ del transistor. Para buenos resultados la caída de tensión a través de $R_B$ no debe ser inferior a $V_{BE(on)}$.



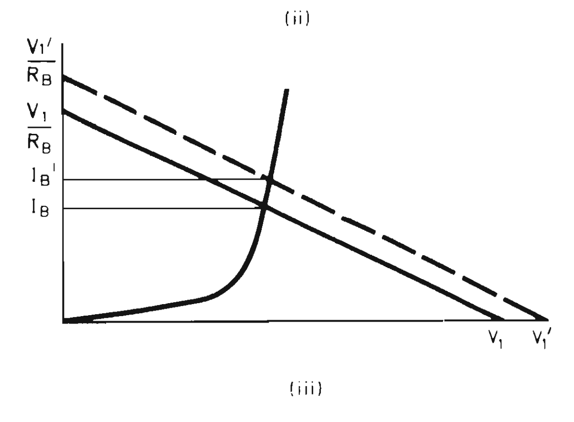




Figura 6b. Efectos sobre el valor de $I_B$ de las tolerancias del circuito.
(i) Variación de la característica de base del transistor
(ii) Variación del valor del resistor $R_B$
(iii) Variación de la tensión de excitación $V_1$.

Excitación directa con generador de corriente

En circuitos en los que se utiliza un generador de corriente para excitación directa, la corriente de base directa es independiente de las dispersiones y variaciones de $V_{BE(on)}$. El nivel de la corriente de base y las tole-

rancias dependen totalmente del nivel y tolerancias de la excitación. Resulta en consecuencia innecesario un resistor de base en serie separado; no obstante se incluye en muchos circuitos excitados por generación de corriente prácticos para simplificar el diseño del circuito de excitación. Los siguientes comentarios supondrán que un resistor serie de base $R_B$ forma siempre parte de la red de excitación de base.

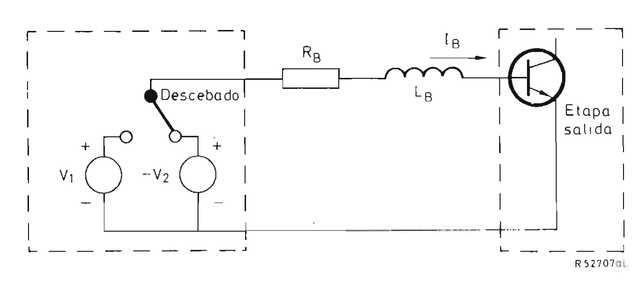



Figura 7a. Circuito de excitación de la base con inductor en serie.

*Montaje de descebado*

Para iniciar el descebado de la corriente del colector, la tensión de excitación se conmuta en el instante $t_o$ del valor directo $+V_1$ al valor inverso $-V_2$.

Las formas de onda de corriente y tensión deseadas se obtienen añadiendo diversos elementos de circuito al circuito resistivo básico de la figura 6a. Un método adecuado para lograr la corriente de base de lento decrecimiento deseada consiste en emplear un inductor $L_B$ en serie, como se indica en la figura 7a. Las formas de onda de descebado obtenidas por este método se muestran en la figura 7b.

Inductor en serie con la base

En el instante $t_o$ la corriente de base empieza a disminuir desde el valor de excitación directa $I_{B1}$ con una pendiente igual a:

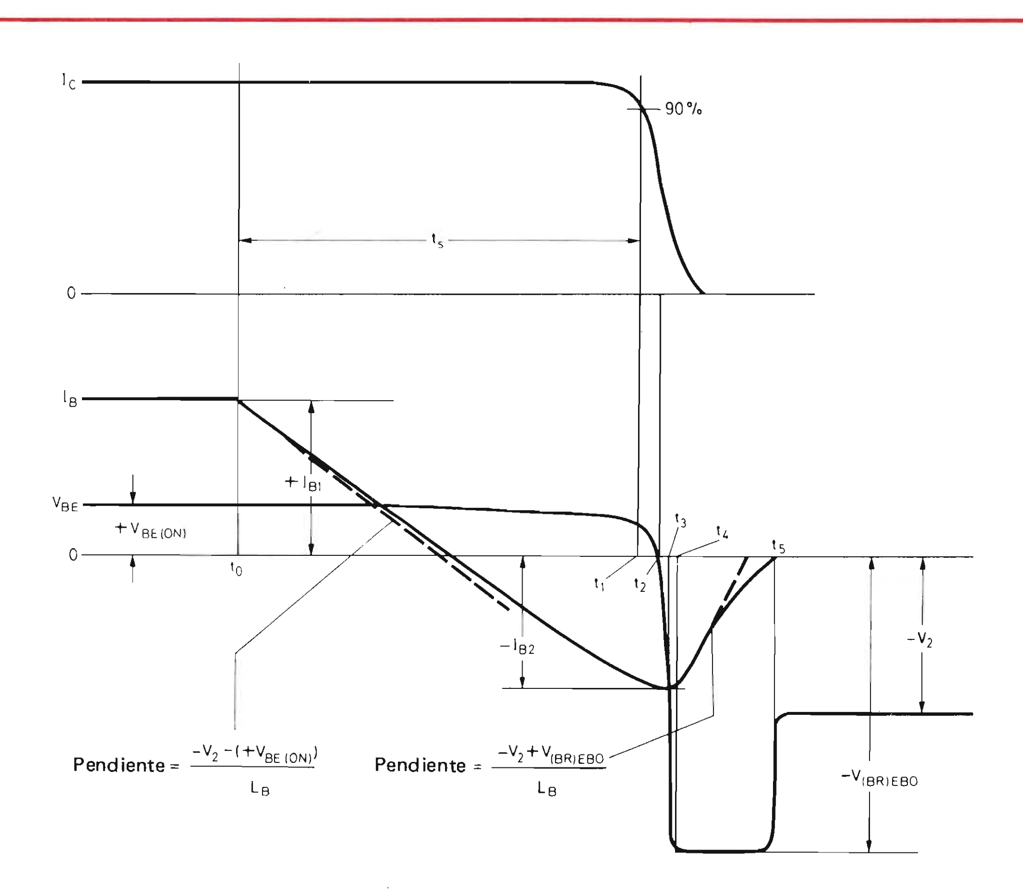



Figura 7b. Formas de onda de descebado del circuito de la figura 7a.

$$\frac{-V_2 - (+V_{BE(on)})}{L_B}$$

Durante largo tiempo después de $t_o$, la capacitancia de entrada (en disminución) del transistor mantiene una carga tal que no hay cambio perceptible en $V_{BE}$. En el instante $t_2$ la cantidad de carga extraída por la corriente negativa de base ($-I_B$) es insuficiente para mantener esta corriente y disminuye su pendiente.

En el instante $t_3$, cuando

$$\frac{dI_B}{dt} = 0 \quad \text{e} \quad I_{B2},$$

$$V_{BE} = -V_2 - R_B I_{B2}$$

Inmediatamente después de $t_3$, la energía almacenada en $L_B$ da lugar a un pico de tensión que tiende a aumentar la polarización inversa del transistor. La tensión es fijada por la tensión de ruptura base-emisor, de forma que:

$$V_{BE} = -V_{(BR)EBO}$$

En el instante $t_4$ la corriente negativa de base empieza a disminuir con una pendiente inicial igual a:

$$\frac{-V_2 + V_{(BR)EBO}}{L_B}$$

una cantidad positiva y en $t_5$ llega a cero. La tensión base-emisor cambia entonces de $-V_{(BR)EBO}$ al valor $-V_2$, el nivel de la tensión de excitación.

Como se ha demostrado, el tiempo de almacenaje del colector $t_s$ es un parámetro importante del descebado del circuito de excitación. La figura 7b muestra que el valor $t_s$ puede calcularse aproximadamente partiendo de:

$$\frac{-V_2 - (+V_{BE(on)})}{L_B} \cdot t_s = I_{B1} - I_{B2}$$

y esta expresión es suficientemente exacta en la práctica. En la mayoría de los casos los valores de la corriente de base guardan la siguiente relación:

$$(-I_{B2}/I_{B1}) \approx 1 \text{ a } 3$$

Si $(-I_{B2}/I_{B1}) = 2$, el tiempo de almacenaje de colector viene dado por:

$$t_s = \frac{3\,I_{B1}\,L_B}{-V_2 - (+V_{BE(on)})}$$

En circuitos prácticos, las consideraciones de diseño indican frecuentemente un valor para $V_2$ relativamente pequeño. El valor requerido de $t_s$ se obtiene entonces con un pequeño valor de $L_B$ y, en consecuencia, la energía almacenada en el inductor ($1/2\ L_B I_{B2}^2$) es insuficiente para mantener la unión base-emisor en la condición de ruptura. La figura 7b muestra que la ruptura debe continuar por lo menos hasta que la corriente de colector esté completamente descebada. Cuanto mayor es la temperatura de la unión del transistor, mayor cantidad de energía almacenada es necesaria para mantener la ruptura durante todo el mayor tiempo de descebado.

Estos fenómenos son más importantes en aplicaciones en las que el tiempo de almacenamiento debe ser corto, como en el caso de los transistores BDY93 y BDY96. Para transistores de salida de desviación horizontal tales como BU205 y BU208, que requieren un mucho mayor de tiempo de almacenamiento, la inductancia de base almacena generalmente suficiente energía para descebado correcto.

## Inductor de base ayudado por diodo

Es posible asegurar el almacenamiento de suficiente energía de descebado eligiendo un valor relativamente grande para $V_2$. Si se emplea un transformador excitador existe entonces un correspondiente aumento en $V_1$. Para obtener el valor deseado de la corriente de base directa,

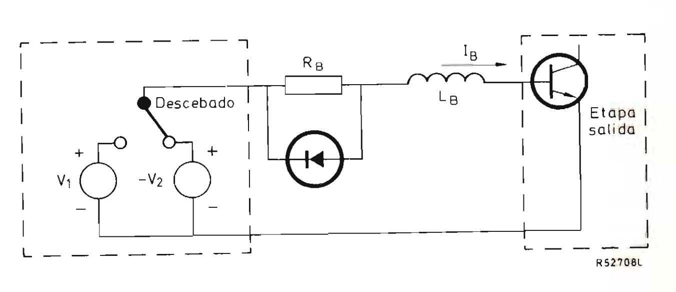



Figura 8. Circuito excitador de base con un inductor en serie ayudado por un diodo.

la resistencia de base $R_B$ debe ser también grande. Un gran valor de $R_B$, sin embargo, disminuye el efecto de $L_B$ sobre el descebado del transistor, a menos que $R_B$ esté conectada en paralelo con un diodo, como muestra la figura 8.

Red RC de descebado

Puede conseguirse un mejor descebado sin aumentar $V_2$, si se utilizan elementos de circuito adicionales. Uno de los montajes utilizados en la práctica se muestra en la figura 9, y consta de una red de $R_3C_3$ conectada en serie con $R_B$ y $L_B$.

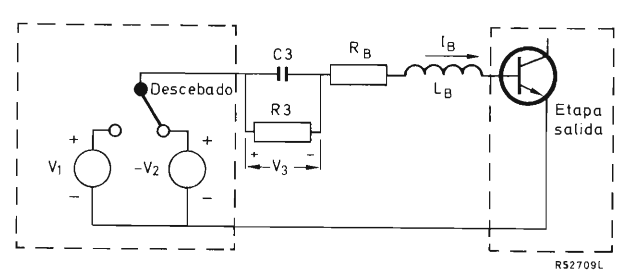


Figura 9. Circuito excitador de base ampliado para un mejor descebado.

A través de $C_3$ se desarrolla una tensión $V_3$ debido a la corriente de base directa. (Esta caída de tensión debe ser compensada por un mayor valor de $V_1$.) Si circula corriente inversa en el descebado, la polaridad de $V_3$ es tal que ayuda a la tensión de excitación de descebado $V_2$. Utilizando la misma aproximación que antes, el tiempo de almacenamiento viene dado por:

$$T_s = \frac{3 I_{B1} \; L_B}{-(V_2 + V_3) - (+V_{BE(on)})}$$

El mismo valor de $t_s$ requiere ahora un mayor valor de $L_B$. La energía almacenada en $L_B$ es por tanto mayor y el transistor puede ser excitado con mayor seguridad a la condición de ruptura en el tiempo requerido.

Las formas de onda de la figura 7b son igualmente aplicables al circuito de la figura 9, si $V_2$ (fig. 7b) se sustituye por $(V_2 + V_3)$. En la práctica $V_3$ no permanecerá constante durante todo el tiempo de almacenamiento, y reemplazando $V_3$ por su valor instantáneo habrá una ligera diferencia en las formas de onda.

*Montajes de cebado*

Se ha demostrado que para óptimo cebado de un transistor de conmutación de alta tensión, el impulso de la corriente de base de cebado debe tener una gran amplitud y un flanco anterior rápido con sobreimpulso. La inductancia $L_B$ incluída en los circuitos para óptimo descebado (figuras 7 a 9), sin embargo, dificulta la producción de este impulso de cebado. Los componentes adicionales $(R_1, C_1, D_1)$ en el circuito de la figura 10a contribuyen a resolver este problema, como indican las formas de onda de la figura 10b.

En el momento del cebado, la red $R_1C_1$ en serie con $D_1$ proporciona un muy pronunciado impulso de corriente de base directa. La red de descebado queda realmente desacoplada durante el período de cebado por $C_1$ y $D_1$. La constante de tiempo $R_1C_1$ de la red de cebado debe elegirse de forma que la amplitud del

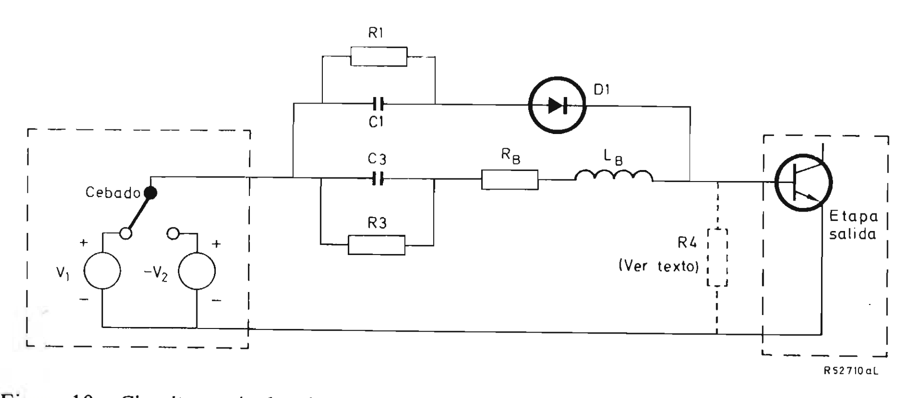


Figura 10a. Circuito excitador de base ampliado para un mejor cebado con generador de tensión.

impulso de corriente directa se reduzca virtualmente a cero cuando el transistor se ceba.

La red de cebado de la figura 10a puede también añadirse al circuito de descebado con diodo (figura 8). En los circuitos que son excitados en sentido directo por un generador de corriente, el sobreimpulso necesario en el impulso de corriente de base de cebado debe lograrse mediante un apropiado diseño del generador de corriente.

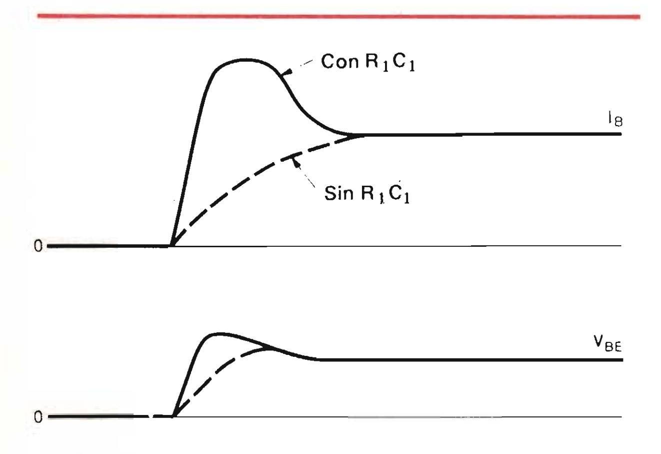



Figura 10b. Formas de onda de cebado del circuito de la figura 10a.

La omisión de $R_B$ de los circuitos que son excitados en sentido directo por un generador de tensión debe considerarse, generalmente, como mal diseño. Sin embargo, es posible seleccionar valores de componentes tales que las funciones de $R_1C_1$ y de $R_3C_3$ se combinen en una sola red RC.

En algunos casos, los circuitos de las figuras 7a, 8, 9 y 10a pueden generar oscilaciones parásitas (*ringing*). Generalmente éstas pueden eliminarse conectando un resistor amortiguador $R_4$ entre la base y el emisor del transistor, como muestra la línea de trazos de la figura 10a.

**Comportamiento físico de los transistores de conmutación de alta tensión**

Consideraremos ahora el diseño del circuito de base para transistores de conmutación de alta tensión con relación a la estructura de los transistores. Para lograr una elevada tensión de ruptura, el colector incluye una gruesa región de material de elevada resistividad. Esta es la principal diferencia estructural entre los transistores de alta y baja tensión.

La estructura de un transistor de alta tensión de triple difusión se representa esquemáticamente en la figura 11a. La región del colector de un transistor NPN com-

*Diseño de un circuito práctico*

El circuito excitador de base de la figura 10a combina los generadores de tensión de excitación $+V_1$ y $-V_2$ con los elementos de circuito $R_B$, $L_B$, $R_3$, $C_3$ y $R_1C_1D_1$ que, si tienen los valores adecuados, permiten un óptimo funcionamiento transitorio del transistor de conmutación. Sin embargo, no todos estos elementos serán necesarios en todos los casos para obtener buenos resultados.

En los circuitos donde la velocidad de aumento de la corriente de colector está limitada por la inductancia del circuito de colector, la red de cebado $R_1C_1D_1$ puede omitirse sin peligro de una excesiva disipación de colector durante el cebado. En los circuitos donde la inductancia $L_B$ en serie con la base es suficientemente grande para dar un completo descebado, puede omitirse la red $R_3C_3$. Las redes $R_1C_1D_1$ y $R_3C_3$ son superfluas en etapas de salida de desviación horizontal con los transistores BU205, BU208 ó similares.

No es siempre necesario incluir un componente discreto para la inductancia $L_B$, debido a que la inductancia de fugas del transformador excitador es a veces suficiente.

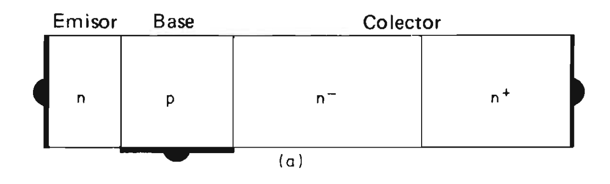



Figura 11a. Representación esquemática de un transistor NPN de alta tensión y triple difusión.

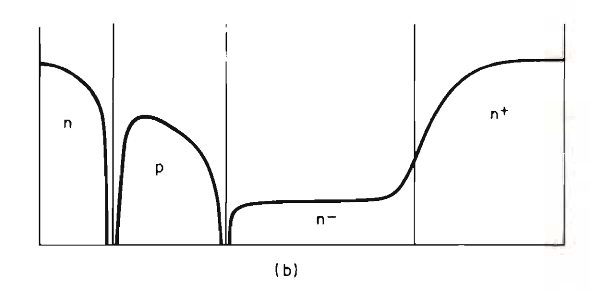



Figura 11b. Concentración de impurezas del transistor representado en la figura 11a.

prende una región $N^-$ de elevada resistividad y una región $N^+$ de baja resistividad. La mayor parte de la tensión del colector cae a través de la región $N^-$. Para material semiconductor de una determinada resistividad, el espesor de la región $N^-$ está determinada por la deseada tensión de ruptura de colector. El espesor de la región $N^+$ está determinada por consideraciones tecnológicas. La figura 11b muestra la variación de la concentración de impurezas del transistor de la figura 11a.

Para una buena conmutación, la característica de bloqueo de la estructura del transistor debe modificarse en el cebado del transistor, de forma que aparezca la condición de una baja tensión directa. Uno de los métodos para conseguirlo consiste en inyectar un gran número de portadores a través de la base a la región de colector. La elevada resistividad de la región $N^-$ es entonces "anegada" por el exceso de portadores. Este efecto se denomina generalmente modulación de la anchura del colector.

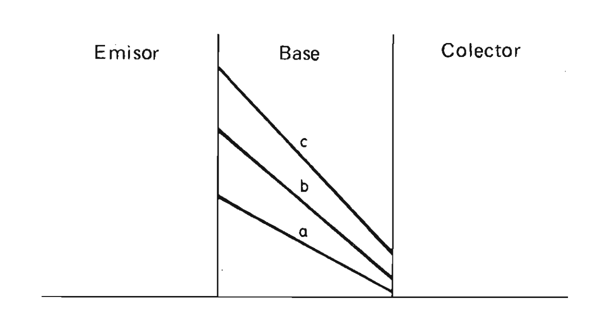



Figura 12. Representación del control de carga de un transistor de baja tensión: en la región activa (línea "a"); en el comienzo de la saturación (línea "b"), y en el estado fuertemente saturado (línea "c").

Las siguientes consideraciones sobre los cambios físicos que ocurren en el cebado y descebado del transistor se basan en un modelo de transistor muy simplificado; es decir, un modelo de control de carga unidimensional. La figura 12 muestra este modelo de transistor de baja tensión y supone una gran relación entre portadores libres y concentración de impurezas en la base debido a los portadores inyectados desde el emisor. La línea "a" representa la concentración de portadores libres en la base para funcionamiento del transistor en la región activa ($V_{CB} > 0$), y la línea "c" para la condición de saturación ($V_{CB} < 0$). La línea "b" representa la concentración al principio de la saturación, donde $V_{CB} = 0$. La pendiente de la línea de concentración de portadores libres en la unión de colector es proporcional a la densidad de corriente del colector y, en consecuencia, a la corriente de colector.

*Cebado*

La concentración de portadores de un transistor de alta tensión durante el cebado se muestra en la figura 13a. La línea 1 representa una condición en la que se inyectan relativamente pocos portadores en la base desde el emisor. Puede decirse que representa el comienzo de la saturación para la unión metalúrgica de colector, es decir, el punto 1 (*C'*). En este caso $V_{C'B} = 0$, mientras que la tensión de colector medida exteriormente es muy elevada, debido a la caída de tensión a través de la región de elevada resistividad del colector.

La línea 2 de la figura 13a representa un nivel más elevado de inyección de portadores en la base desde el emisor. Los portadores han penetrado también en la región de elevada resistividad del colector sobrepasando el punto 1 (*C'*) y así la región de base efectiva se extiende ahora hasta este punto y la anchura efectiva de la región de colector se reduce. La caída de tensión a través de la región de colector, producida por la corriente del colector la cual es proporcional al gradiente de concentración en el punto 2 (*C'*) es, en consecuencia, menor que la caída de tensión que se producía con el nivel de inyección de portadores de la línea 1.

Las líneas 3, 4 y 5 representan niveles de inyección de portadores todavía más elevados y la reducción de la anchura de colector efectivo. La caída de tensión a través del colector efectivo también disminuye.

En la situación representada por la línea 6, toda la

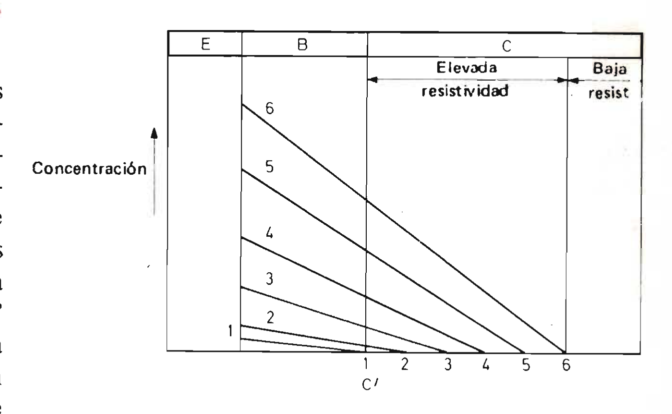



Figura 13a. Cebado de un transistor de conmutación de elevada tensión: concentración de carga durante el cebado.

región del colector de elevada resistividad ha sido "inundada" con portadores en exceso. La tensión colector-base es, en consecuencia, tan baja que el transistor está realmente saturado. La baja tensión de saturación se ha conseguido a expensas de una corriente de base grande y esto explica que un transistor de alta tensión tenga una baja ganancia de corriente, especialmente para grandes corrientes de colector.

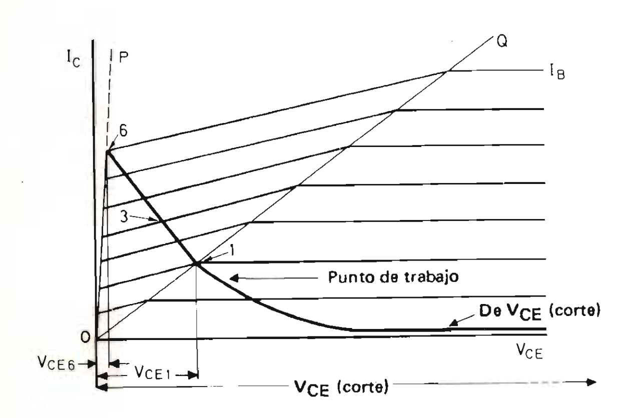



Figura 13b. Excursión de cebado.

La figura 13b muestra características simplificadas tensión/corriente de colector de un típico transistor de alta tensión. Entre las líneas *OQ* y *OP*, la tensión $V_{CE}$ disminuye progresivamente a medida que el exceso de portadores invade la región de elevada resistividad del colector. La línea *OP* puede considerarse como la línea de saturación.

Cuando se ceba el transistor, el nivel de inyección de portadores aumenta desde el nivel de corte muy bajo (no representado en la figura 13a) al nivel representado por la línea 6 en la figura 13a. El punto de trabajo del transistor se desplaza entonces desde la posición de corte a lo largo de la línea de la figura 13b a la posición 6, la cual corresponde a la línea 6 de la figura 13a. El efecto de este proceso en $I_C$ y $V_{CE}$ se muestra en la figura 13c, donde el eje de tiempo está marcado de 0 a 6, en correspondencia con las posiciones numeradas del punto de trabajo (figura 13b) y las líneas numeradas en el diagrama de concentración de portadores (figura 13a).

El tiempo necesario para alcanzar el nivel 6 de la inyección de emisor (figura 13a) es directamente proporcional al tiempo de cebado del transistor. La velocidad de aumento de la inyección de emisor depende de la amplitud de pico y del tiempo de subida del impulso de

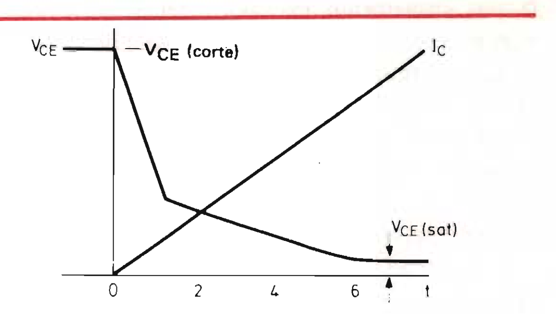



Figura 13c. Formas de onda de cebado.

la corriente de base de cebado. El tiempo de cebado más corto se obtiene a partir de un impulso de corriente de base de gran amplitud con un flanco anterior rápido. Así, las consideraciones sobre la estructura apoyan la conclusión ya observada en el estudio del funcionamiento del circuito del transistor.

## *Descebado*

La concentración de portadores en el transistor saturado en el comienzo del período de descebado se representa por la línea 0 en la figura 14a, correspondiente a la línea 6 de la figura 13a. Como se indica en la figura 14b, la corriente de base $I_B$ disminuye gradualmente, pero $I_C$ permanece casi constante durante algún tiempo, e $-I_E$ disminuye en consecuencia para seguir a $I_B$. La concentración de portadores resultante se representa por las líneas 1 y 2 de la figura 14a. Este proceso se representa en función del tiempo en la figura 14b en

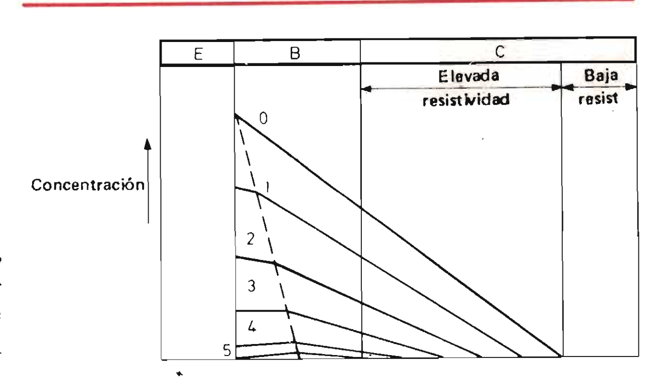



Figura 14a. Descebado de un transistor de conmutación de alta tensión correctamente excitado: concentración de carga durante el descebado.

la que, nuevamente, los valores del eje horizontal corresponden a los de las líneas de la figura 14a.

En el punto 3 la corriente de emisor se ha reducido a cero y es ligeramente negativa hasta el punto 6. Así las líneas 4 y 5 de concentración de portadores tienen una pendiente negativa. El corte completo de la corriente de colector se consigue antes del punto 6. (Esta situación no está representada en la figura 14a.)

Los portadores en exceso presentes en la región de colector se eliminan gradualmente a partir del punto 0

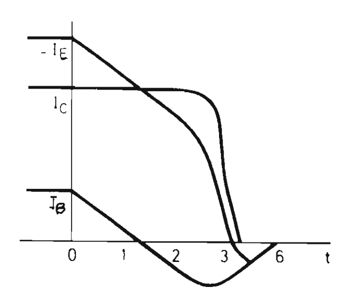



Figura 14b. Formas de onda de descebado.

en adelante. Esto da como resultado una tensión de colector en aumento, debido a que aumenta la anchura efectiva de la región de alta resistividad del colector.

Las figuras 14a y 14b representan un proceso de descebado típico que da buenos resultados con transistores de alta tensión; las formas de onda de la figura 14b deben compararse con las de las figuras 3d y 7b. En las figuras 15a y 15b se muestra un proceso diferente. La situación inicial es similar (línea 0, figura 15a), pero la corriente de base tiene una pendiente negativa pronunciada. En el punto 1 de la figura 15b, la corriente de emisor $-I_E$ ha llegado a cero, y así la línea de concentración de portadores 1 tiene una pendiente igual a cero en la unión de emisor. La unión emisor-base está realmente bloqueada y sólo circula una corriente de fugas relativamente pequeña (no se indica en la figura 15b). Desde el punto 1 hacia adelante, el emisor no tiene influencia sobre el funcionamiento del transistor. El proceso de conmutación ya no es una "acción transistor", sino el proceso de recuperación inversa de un diodo. La concentración de portadores durante este proceso se muestra en la figura 15a por medio de líneas de trazos, con una pendiente igual a cero en la unión de emisor debido a que el emisor es inoperante.

El proceso de recuperación inversa es lento, debido a la elevada resistividad de la región de colector y la consi-

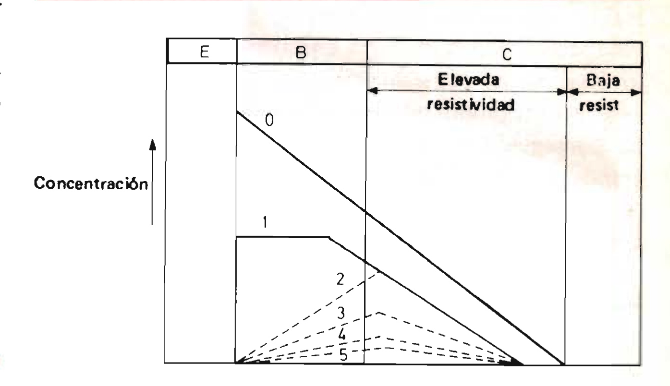



Figura 15a. Descebado de un transistor de conmutación de alta tensión con excitación de base incorrecta: concentración de carga durante el descebado.

guiente disminución lenta de la corriente de colector (las corrientes de colector y de base son, por supuesto, iguales y opuestas cuando el emisor está bloqueado). La disipación de descebado aumenta progresivamente a medida que aumenta el tiempo de transición de saturación a bloqueo del colector. Además, a mayor temperatura de unión, la carga de recuperación inversa, y por

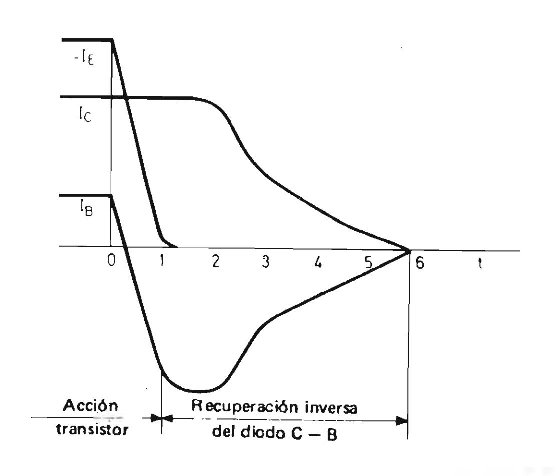



Figura 15b. Formas de onda de descebado.

tanto la duración del proceso de recuperación, es mayor.

A mayor tiempo de descebado, por tanto, mayor disipación de descebado y, en consecuencia, mayor temperatura del transistor, lo cual origina un nuevo aumento del tiempo y disipación de descebado. Para

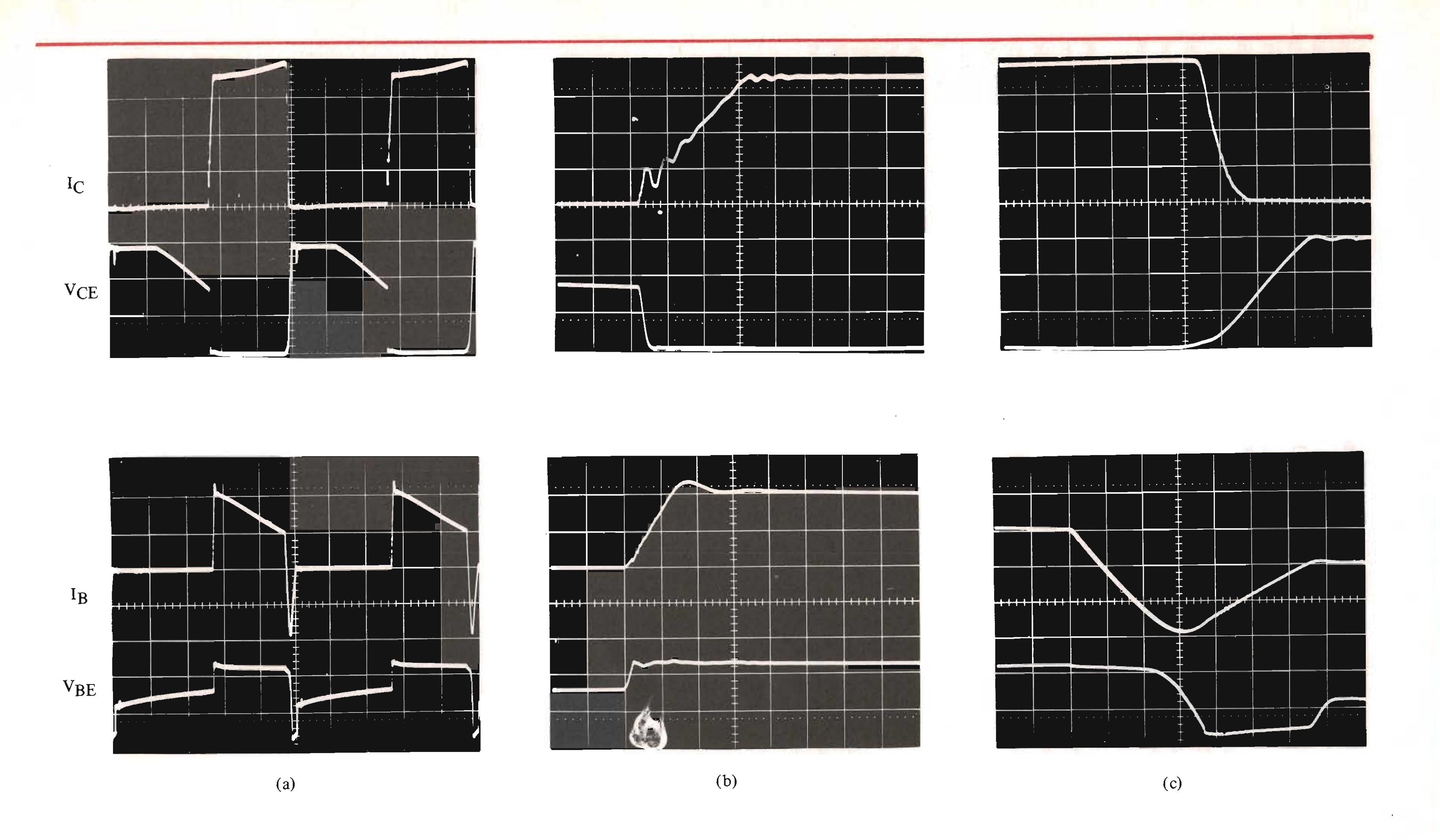



Figura 16. Formas de onda de tensión y de corriente de un convertidor de 500 W que utiliza un transistor de conmutación experimental.
(a) Dos períodos de trabajo completos (base de tiempos: 10 μs/división)
(b) Período de cebado (base de tiempos: 0.5 μs/división)
(c) Período de descebado (base de tiempos: 0,5 μs/división).

Figuras superiores: traza superior: $I_C$ (1 A/división)
traza inferior: $V_{CE}$ (200 V/división)

Figuras inferiores: traza superior: $I_B$ (500 mA/división)
traza inferior: $V_{BE}$ (5 V/división)

evitar el riesgo de un aceleramiento térmico y la subsiguiente destrucción del transistor que se produce en estas condiciones, la excitación de descebado debe ser tal que ninguna parte del descebado sea gobernada por el proceso de recuperación inversa del diodo colector-base. La acción transistor debe mantenerse mientras exista una cantidad de carga apreciable en las regiones de colector y base del transistor y, en consecuencia, el emisor debe seguir trabajando para eliminar el exceso de carga.

Hay muchas condiciones del descebado del transistor entre los casos extremos de las figuras 14a y 15a. Los circuitos en los que las condiciones de trabajo tienden hacia las representadas en la figura 15a deben ser consideradas como posibles causas de falta de seguridad y, por ello, el funcionamiento de estos circuitos a elevadas temperaturas debe controlarse cuidadosamente.

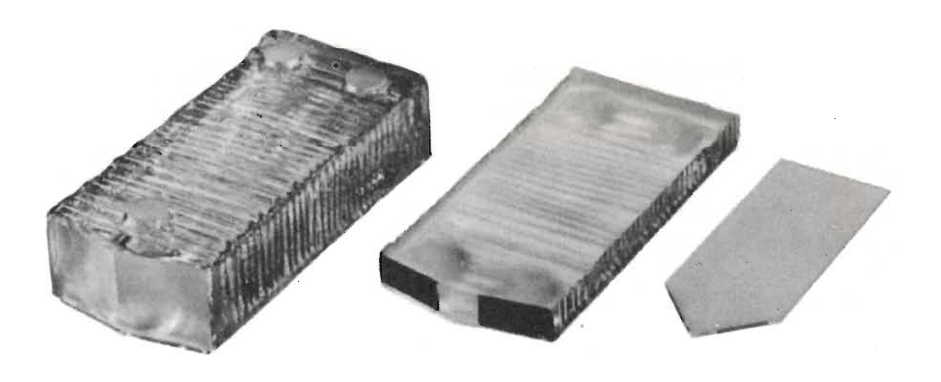
**Oscilogramas**

Las formas de onda de tensión y de corriente de la figura 16 son las de un convertidor directo con un sólo transistor y una potencia de salida de 500 W, utilizando un transistor experimental de alta tensión. La figura 16a muestra dos períodos de trabajo completos y las figuras 16b y 16c muestran, respectivamente, los períodos de cebado y de descebado con escalas de tiempo ampliadas. Este circuito convertidor incorpora las normas de diseño de cebado y descebado desarrolladas en este artículo.

Las pérdidas de cebado se minimizan por la forma del impulso de la corriente de base de cebado, el cual tiene un flanco anterior considerablemente más rápido que el de la corriente de colector.

La disposición del excitador de descebado de base es tal que el tiempo de almacenaje es suficientemente largo para evitar la formación de una "cola" de corriente de colector. En realidad el tiempo de almacenaje es aproximadamente de 1,7 $\mu$s. El descebado de la corriente del colector se realiza aproximadamente en 0,5 $\mu$s. Durante el descebado la unión base-emisor del transistor se lleva a ruptura y se mantiene en esta condición durante 1,5 $\mu$s, suficiente para capturar el más largo tiempo de descebado que pueda producirse con un determinado transistor. Al calcular este tiempo deben tenerse en cuenta la posibilidad de trabajo a elevadas temperaturas y las dispersiones del tiempo de descebado del transistor.

# LINEAS DE RETARDO ULTRASONICAS



## Introducción

Se vienen empleando líneas de retardo ultrasónicas en receptores de televisión en color desde hace algunos años, en realidad desde que se han establecido los servicios de televisión en color en Europa (no son esenciales en el sistema NTSC y por ello la industria americana no tuvo necesidad de desarrollarlas para esta aplicación). Desde el principio se reconoció que las líneas de retardo electromagnéticas no eran prácticas para esta aplicación a causa de las dimensiones implicadas; por eso las líneas de retardo ultrasónicas estaban, por así decirlo, en sus comienzos. Aunque las líneas de retardo ultrasónicas se utilizaban en algunas aplicaciones profesionales desde mediados de los años 1940, su utilización en receptores de televisión en color ha sido su primera aplicación en equipos de gran público.

La línea de retardo se considera algunas veces como una especie de "pequeña caja negra" o, quizás, como un componente pasivo más. No es sorprendente, por consiguiente, que sin un buen conocimiento de la línea de retardo no siempre se la emplee en condiciones óptimas. Debe tenerse en cuenta que los componentes en los terminales de entrada y de salida de la línea tienen una función de adaptación similar a la de una red de transmisión electromagnética, y que la desviación de los valores especificados de dichos componentes tendrá un efecto considerable sobre el funcionamiento de la línea. Por ello el propósito principal de este artículo consiste en mostrar la derivación de las terminaciones de la línea y el efecto de cada componente en el funcionamiento de la línea. Sin embargo, dado que la presencia de una plaquita de cristal en un circuito electrónico puede ser algo sorprendente para algunas personas, consideraremos primero las propiedades de la línea de retardo y su forma de operar.

## Condiciones requeridas por los sistemas de TV

Los sistemas NTSC, PAL y SECAM tienen en común que su información del color se codifica en la señal de vídeo por dos señales de diferencia de color $(R' - Y')$ y $(B' - Y')$, cada una de las cuales modula una subporta-

dora. Ambas subportadoras están dentro de la banda de frecuencia de la señal de luminancia Para NTSC y PAL tienen la misma frecuencia pero presentan una diferencia de fase de 90° y son de amplitud modulada; para el SECAM las frecuencias son diferentes y son de frecuencia modulada. Otra diferencia consiste en la transmisión de estas señales de diferencia de color:

- por lo que se refiere a NTSC y PAL, ambas se transmiten para cada línea,
- por lo que respecta a SECAM, se transmiten secuencialmente, una de ellas por línea.

Debido a las diferencias de transmisión, los sistemas difieren en su sensibilidad a las perturbaciones de señal que tienen lugar a lo largo del recorrido de transmisión entre el codificador de color (en el estudio) y el decodificador (en el receptor).

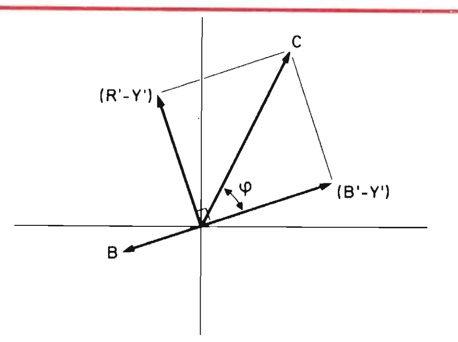



Figura 1.– Fasores de color en el sistema NTSC.

*Efecto de las perturbaciones*

La figura 1 muestra esquemáticamente lo que ocurre en el sistema NTSC. Los fasores de diferencia de color, que corresponden a las subportadoras moduladas, determinan el fasor de color C que representa un color determinado. Puesto que dependen del color, los fasores de diferencia de color varían a lo largo de sus ejes, haciendo que $\varphi$ varíe entre 0° y 360°. La posición de C corresponde a un determinado color solamente cuando se dispone de un fasor de referencia adicional estable. Esto se obtiene añadiendo a la señal de vídeo una salva B cuya fase se sitúa a lo largo del eje ($B' - Y'$), como puede verse en la figura 1. Como consecuencia de esto cualquier perturbación de la señal de vídeo que afecte a la relación de fase entre B y C producirá un color distinto del representado por la fase no perturbada C.

En los receptores, los errores de fase no deben ser mayores que 5°, pues de lo contrario se producirían distorsiones de color inaceptables. Para disminuir el efecto de posibles errores de fase, los sistemas PAL y SECAM adoptan diferentes soluciones.

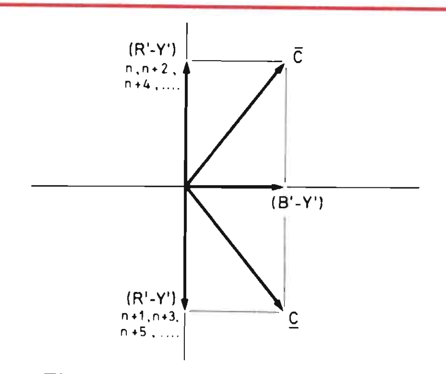



Figura 2.– Fasores de color en el sistema PAL.

*Solución PAL*

En el sistema PAL, la componente ($R' - Y'$) del fasor de color se invierte en líneas alternas en la señal transmitida (figura 2). Como resultado de esta inversión cualquier posible perturbación $\Delta\phi$ de la relación de fase entre el fasor de color y la salva conducirá a la situación que puede verse en la figura 3 (para mayor sencillez, se supone que la salva está situada a lo largo del eje ($B' - Y'$). De este modo puede eliminarse $\Delta\phi$ si la deformación de color en dos líneas sucesivas es igual tanto en fase como en amplitud. Entonces tomando el promedio de las señales de color después de invertir una de las componentes ($R' - Y'$), se obtiene el fasor de color $C$ correcto sin $\Delta\phi$ (figura 4). El promedio de las señales de color se obtiene retrasando la información de color durante el tiempo de una línea. Una línea de retardo ultrasónica es adecuada para este propósito.

Las condiciones de una línea de retardo para el sistema PAL son:

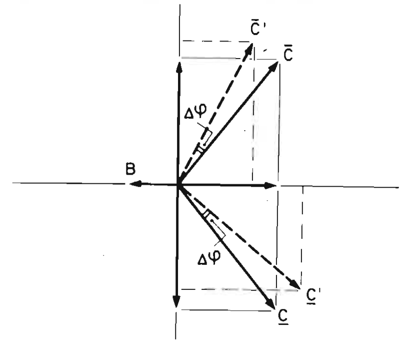



Figura 3.– Efecto de perturbación.

- tiempo de retardo igual a la duración de una línea (64 μs);
- la exactitud de la relación de fase entre la entrada y la salida debe estar dentro de unos grados para obtener una buena imagen en color; la exactitud debe mantenerse durante la vida del televisor y, por consiguiente, la línea de retardo no debe ser afectada por cambios de temperatura, humedad o envejecimiento;
- las respuestas parásitas deben ser lo suficientemente bajas para evitar distorsión de la imagen;
- las pérdidas de inserción deben ser lo más pequeñas posible para evitar una gran disminución de la relación señal-ruido en la señal de color de entrada.

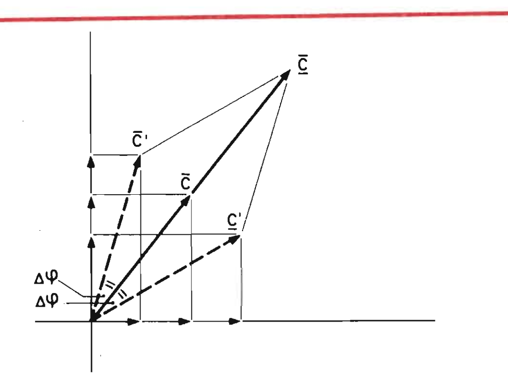



Figura 4.– Cancelación de la perturbación.

Puede obtenerse un método sencillo y barato para dividir la señal de color en sus componentes ($R' - Y'$) y ($B' - Y'$) y tomar su promedio si la salida de línea de retardo tiene un desplazamiento en fase de $n.180^\circ$ con relación a su entrada (siendo $n$ un número entero). Esto significa que, si $T$ es el período de la subportadora de color, $nT/2$ debe ser igual a 64 μs. Sin embargo, como no hay ningún valor entero de $n$ que satisfaga esta condición, es incompatible con la primera condición anteriormente indicada. Puede obtenerse un valor aproximado a 64 μs haciendo $n = 2 \times 283{,}5 = 567$, lo cual entonces da un tiempo de retardo de 63,943 μs y se encuentra que este valor es aceptable en la práctica.

La condición de exactitud significa que el desplazamiento de fase de la línea de retardo debe poderse ajustar unos grados alrededor de 180° durante la producción del receptor de televisión.

*Solución SECAM*

En el sistema SECAM, la información de color se protege contra las perturbaciones de desplazamiento de fase utilizando la modulación de frecuencia. Dado que las señales de diferencia de color, aunque transmitidas secuencialmente, son necesarias simultáneamente para recuperar la información de color original, se requiere un dispositivo de retardo. Para ello resulta también adecuada la línea de retardo ultrasónica.

Las condiciones de esta línea de retardo para el sistema SECAM son:

- su tiempo de retardo debe ser suficientemente exacto para asegurar la disponibilidad simultánea de las señales directa y retardada; errores mayores que algunas décimas de nanosegundos dan fallos de color inaceptables;
- sus señales parásitas deben ser pequeñas en toda la banda de paso debido a que los componentes de frecuencia en las bandas laterales de las señales de diferencia de color son importantes en toda la banda de paso y no solamente en las proximidades de la portadora.

**Propiedades**

Al describir las propiedades de las líneas de retardo ultrasónicas, hay que tener en cuenta tres cosas, a saber, los transductores, el tipo de onda y el medio de retardo.

*Transductores*

Los transductores convierten la energía eléctrica en energía mecánica en la entrada de la línea de retardo y la devuelven en forma de energía eléctrica en la salida. Solamente dos tipos de transductores son capaces de efectuar la conversión a las frecuencias que nos interesan; los que usan materiales magnetoestrictivos y los que usan materiales piezoeléctricos. Los primeros no pueden tenerse en cuenta debido a la gran dificultad para conseguir un factor de acoplamiento electromecánico suficientemente grande dentro de un margen de temperatura razonable, por ejemplo, de +10 a +60°C. (El factor de acoplamiento ($k$) es una medida del rendimiento de la conversión de energía eléctrica a energía mecánica y viceversa.) Afortunadamente, esta limitación no se aplica a los materiales piezoeléctricos, tales como las cerámicas PXE. En efecto, es una característica de los transductores PXE que $k$ sea elevado, y de este modo podemos proyectar líneas de retardo que tienen un ancho de banda amplio y bajas pérdidas de inserción; además, estos transductores pueden ser utilizados con bobinas de adaptación que tienen un valor Q muy variable, lo que es una consideración importante. Otras propiedades de todos los materiales PXE son su rigidez mecánica, inac-

tividad química e inmunidad a la humedad; uno de los grados de este material, el PXE 7, se caracteriza además por el lento envejecimiento de la constante dieléctrica, por lo cual es especialmente adecuado para ser utilizado en líneas de retardo para televisión en color. Puesto que las cerámicas PXE pueden fabricarse en cualquier forma y tamaño, es posible una gran flexibilidad en el diseño de transductores.

*Ondas ultrasónicas*

La velocidad de propagación de las ondas ultrasónicas en los sólidos es aproximadamente $10^5$ veces más lenta que la de las ondas electromagnéticas, y gracias a esto es posible obtener una línea de retardo de 64 $\mu$s que tenga dimensiones aceptables para nuestro propósito.

Las ondas en los sólidos se clasifican según la dirección del movimiento de las partículas excitadas. Para esta aplicación podemos considerar dos clases principales:

– *ondas de compresión* en las cuales el movimiento de las partículas es paralelo a la dirección de propagación; y
– *ondas transversales* en las cuales el movimiento de las partículas es perpendicular a la dirección de la propagación de la onda.

En nuestras líneas de retardo se utilizan ondas transversales por las siguientes razones:

– la velocidad de las ondas transversales es aproximadamente la mitad de la de las ondas de compresión, de modo que el recorrido y, por consiguiente, el tamaño de la línea de retardo, es proporcionalmente menor;
– las ondas transversales se reflejan totalmente en los límites del medio de retardo, puesto que no pueden propagarse en líquidos o gases; esta propiedad es especialmente importante cuando se utilizan vías de transmisión dobladas;
– los transductores dan mejor acoplamiento acústico para las ondas transversales que para las de compresión, lo que permite mayor ancho de banda y mayor salida.

*Medio de retardo*

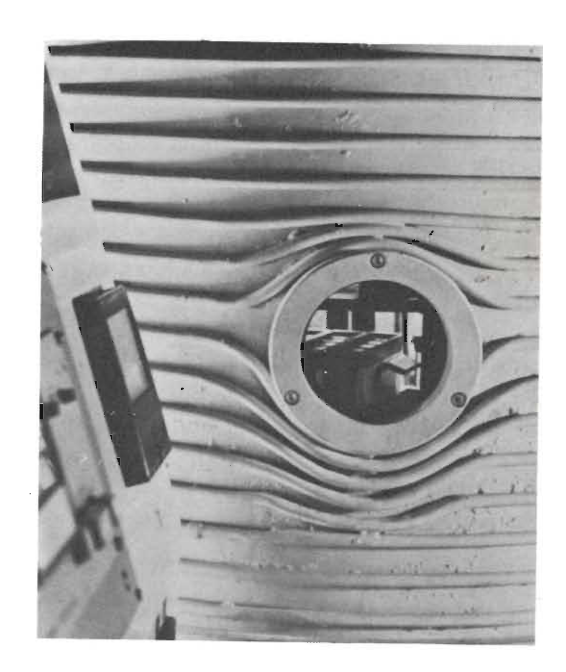
El medio de retardo debe elegirse para conseguir la máxima estabilidad posible del tiempo de retardo: la deriva debida a la variación de temperatura no debe ser superior de 1 parte por 20.000 en todo el margen de trabajo. Esta única condición limita la elección a muy pocos materiales, de los cuales el cristal se considera como el más satisfactorio, tanto desde el punto de vista económico como técnico.

Se ha desarrollado un tipo especial de cristal de silicato de potasio y plomo en el cual la velocidad de propagación de las ondas aumenta en proporción directa a la expansión térmica del cristal: este cristal se denomina "isopáustico". Esto significa que el tiempo de retardo es independiente de las variaciones de temperatura. En la práctica, se consigue que la contribución al retardo dependiente de la temperatura se compense.

**Desarrollo**

Veamos ahora brevemente el desarrollo de la línea de retardo de cristal desde comienzos de los años 60 hasta el momento actual.

La línea que puede verse en la figura 5a es una barra recta de cristal con un transductor en cada extremo. La objeción principal de esta disposición es que no permite un fácil ajuste de la longitud del recorrido y, por consiguiente, del tiempo de retardo. Por grande que sea la exactitud con que se realice el pulido inicial, siempre se



Evaporación de electrodos metálicos.

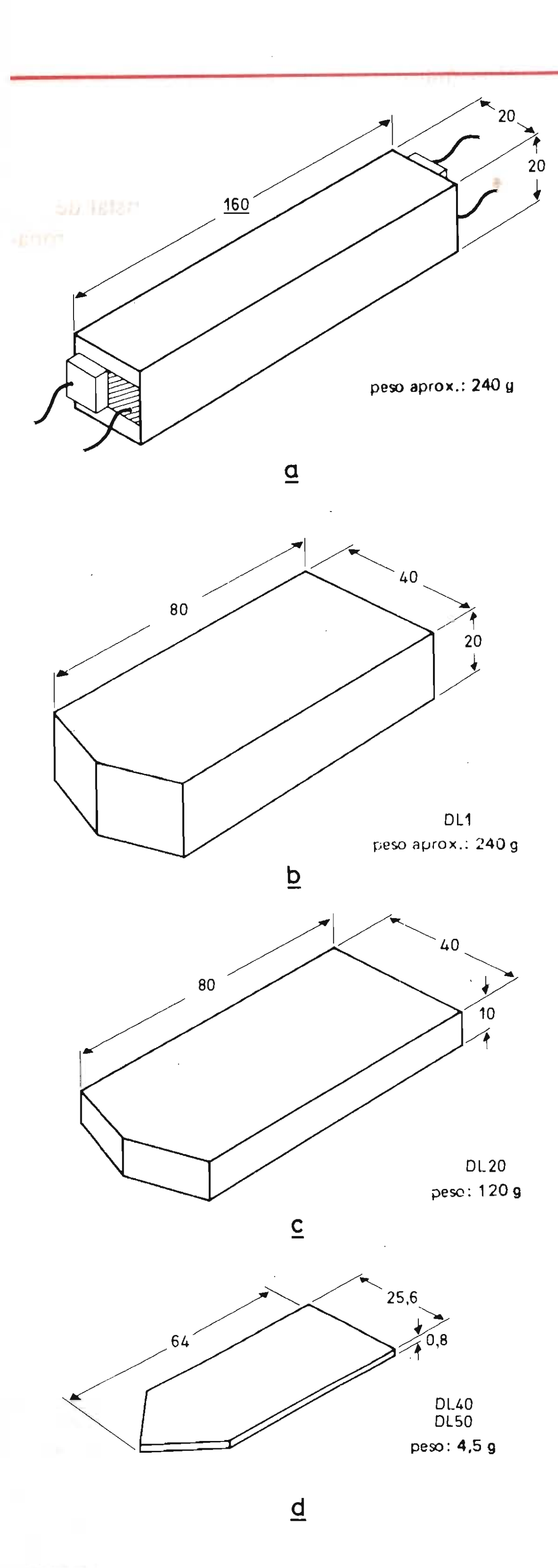



Figura 5.– Desarrollo de la línea de retardo de cristal que muestra la reducción de tamaño y peso del cristal (dimensiones en mm). Las líneas (*a*), (*b*) y (*c*) utilizan ondas no guiadas; la línea (*d*) utiliza ondas guiadas. Obsérvese la drástica reducción de peso en (*d*).

requiere cierto ajuste debido a pequeñas variaciones del cristal. Para cada ajuste sería necesario desmontar y sustituir uno de los transductores, lo que es evidentemente impracticable.

En la figura 5b los dos transductores están montados en un extremo del bloque de cristal y el ángulo entre las caras del montaje determina que la onda de entrada se refleje en la cara del extremo opuesto del bloque hacia el transductor de salida. De este modo se reducen las dificultades de ajuste, puesto que puede pulirse la cara reflectora sin tener que desmontar los transductores y controlarse simultáneamente el efecto del pulido.

La línea de retardo DL1 fue la primera línea de retardo de cristal producida en serie y con resultados satisfactorios por lo que se refiere a su rendimiento. Sin embargo, presentaba la desventaja de ser bastante grande y pesada, mientras la mayor parte de los demás componentes del receptor de televisión se hacían cada vez más pequeños.

En esta etapa de la evolución de la línea de retardo, se determinó empíricamente el espesor del bloque de cristal y se iniciaron una serie de investigaciones para reducir el tamaño y el peso. Se había creído que, para las ondas no guiadas (p.e., las ondas propagadas en un medio que es, en realidad, dimensionalmente ilimitado), el espesor debía ser de 10 a 20 veces la longitud de onda. Después de nuevos experimentos, se observó que las líneas de retardo trabajaban igualmente bien aunque el bloque se redujera a la mitad en sentido lateral. Como resultado se desarrolló la línea de retardo DL20 (figura 5c), con una importante reducción de peso aunque con muy poco ahorro en espacio.

El salto a una línea de retardo realmente pequeña vino con la utilización de una plaquita de cristal cuyo espesor se redujo a una longitud de onda aproximadamente. Aunque esta idea ha existido desde hace algún tiempo, han tenido que resolverse varios problemas antes de que pudiera aplicarse con éxito en los receptores de televisión en color. Estos problemas se centraron alrededor de la supresión de señales parásitas (causadas por reflexiones superfluas de la señal de entrada) y la reducción de efectos perjudiciales debidos a cambios en el ambiente. En las líneas de bloque, las caras de cristal (aparte de la única cara reflectora) no desempeñaban ningún papel en la propagación de la onda ultrasónica y, por consiguiente, su funcionamiento no resultaba afectado por variaciones de la temperatura o de la humedad del medio ambiente; las reflexiones no deseadas se eliminaban haciendo que las superficies de las caras fueran rugosas.

Estos desarrollos dieron lugar a las nuevas líneas de retardo DL40 y DL50, en las que se introdujo el empleo de ondas guiadas y reflexiones múltiples.

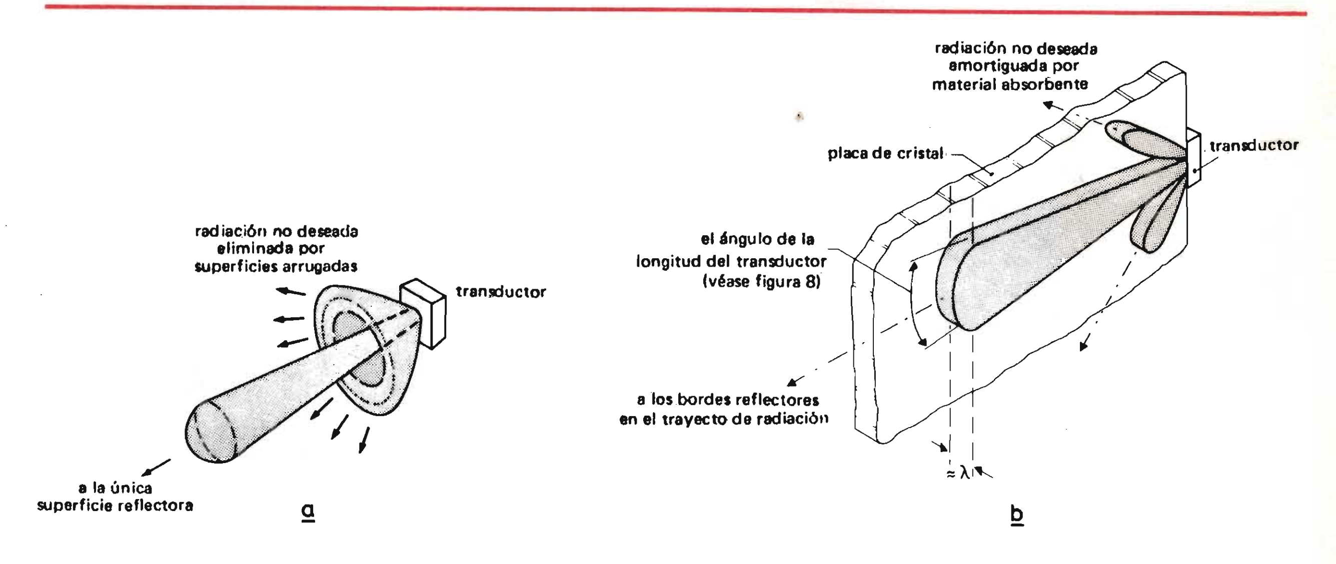



Figura 6.– Forma del haz: (*a*) ondas no guiadas en una línea de retardo de bloque; (*b*) ondas guiadas en líneas de retardo de cinta.

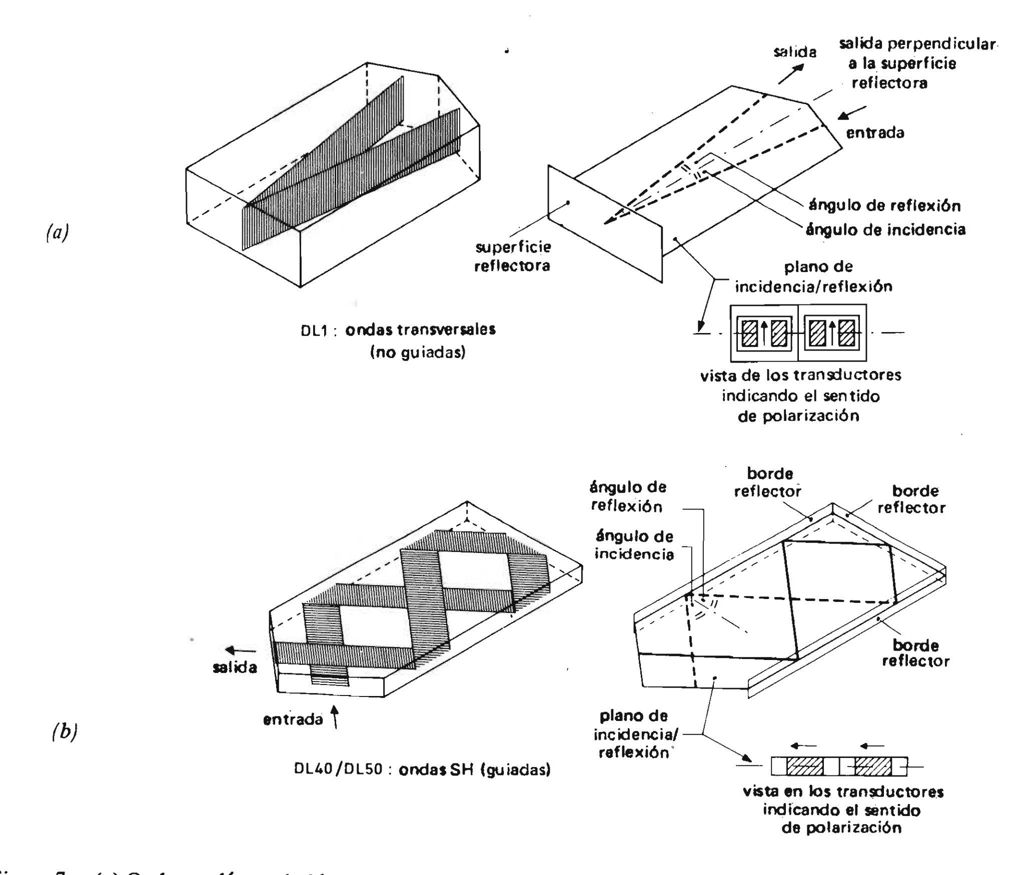



Figura 7.– (*a*) Ondas en líneas de bloque. El recorrido de la partícula es perpendicular al plano de incidencia y se produce la reflexión total para todos los ángulos de incidencia. (*b*) En la línea de retardo de cinta, el recorrido de la partícula es paralelo al plano de incidencia. Se denomina modo SH y, para las líneas de cinta, es el único modo que da un tiempo de retardo constante. La reflexión total en los bordes de la cinta se produce solamente en ángulos de incidencia superiores a 36°.

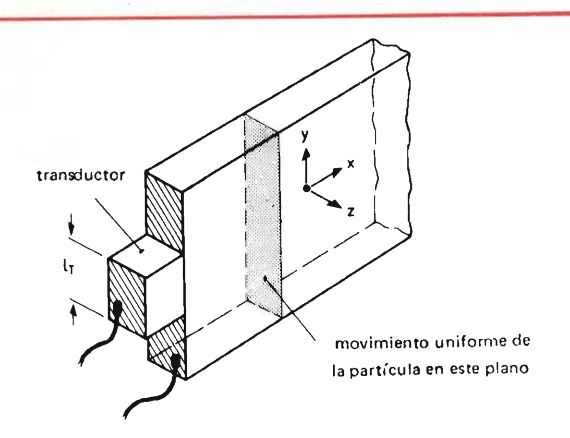



Figura 8.– Desplazamiento uniforme de la partícula en el modo SH.

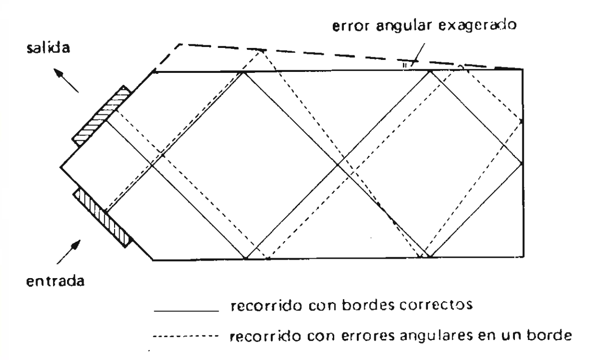



Figura 9.– Efecto de autoeliminación de pequeños errores angulares en los bordes mayores de la línea de cinta. Pueden tolerarse errores mientras el haz de retorno esté dentro del área cubierta por el transductor.

*La línea de retardo de cinta*

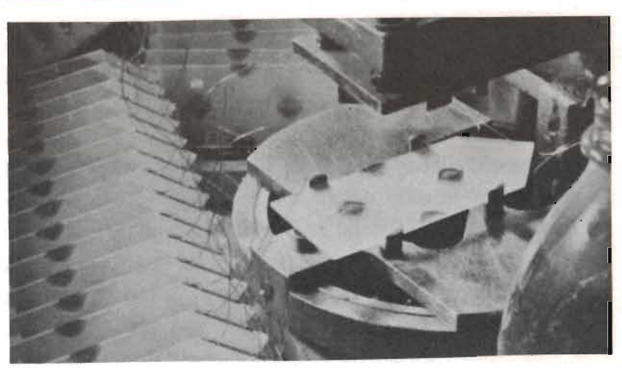
En la figura 6 se muestra la diferencia esencial entre la propagación de las ondas en las primeras líneas de retardo de bloque y en las líneas de cinta. La primera es de tipo espacial –de allí la expresión "no guiada"–, mientras que la última es forzada (es decir, "guiada") entre las caras laterales de la placa de cristal. Como resultado de ello, las pérdidas producidas por la dispersión del haz se reducen considerablemente.

En las líneas de bloque, la polarización es perpendicular al plano de incidencia (figura 7a). Son ondas transversales y la utilización de este tipo de polarización da reflexión total cualquiera que sea el ángulo de incidencia. En la línea de cinta, sin embargo, la delgadez del cristal requiere polarización en el plano de incidencia (figura 7b) y se produce la reflexión total solamente cuando el ángulo de incidencia es mayor que unos 36°. Una onda guiada con este tipo de polarización se denomina onda SH. En nuestras líneas de retardo de cinta, la limitación angular solamente tiene interés académico ya que el ángulo de incidencia es invariablemente de 45°.

En la figura 8 puede verse una sencilla línea de cinta con su transductor de entrada T. Cuando se aplica una señal a los electrodos, el transductor excita una onda transversal que circula a lo largo de la cinta en la dirección $x$. Dado que el transductor está polarizado en la dirección $y$, el movimiento de la partícula se produce también en la dirección $y$. Una característica de este modo de propagación es el desplazamiento uniforme de la partícula en todo el espesor de la cinta, puesto que todas las partículas en un determinado plano $y - z$ se mueven con la misma velocidad y fase. Por ello, es esencial para una propagación de señal sin distorsión que no se apliquen fuerzas externas a las caras mayores de la cinta; en el montaje de la placa de cristal se tiene en cuenta esta condición.

La aplicación del principio de la "reflexión múltiple" en las líneas de cinta tiene la ventaja de que los pequeños errores angulares en los dos principales bordes de reflexión se autoeliminan, siempre que cada borde contenga un número par de reflexiones y que los bordes que sostienen a los transductores estén a 45° con respecto al borde opuesto. En la figura 9 puede verse como ocurre esto. La forma y tamaño de la línea de retardo dependen del recorrido de transmisión elegido, puesto que más reflexiones dan menor área del cristal. Sin embargo, dado que más reflexiones producen más respuestas parásitas, la elección de la forma final tiene que ser un compromiso.

Las respuestas parásitas pueden tener dos causas principales: las que se producen por señales reflejadas de la salida a la entrada ($2\tau$, donde $\tau$ es el tiempo de retardo) y que vuelven otra vez a la salida ($3\tau$), y las que se producen por los lóbulos laterales de transmisión, figura 6 (cuyas longitudes de recorrido difieren de las del haz



Colocación de las manchas de resina que absorben energía parásita.

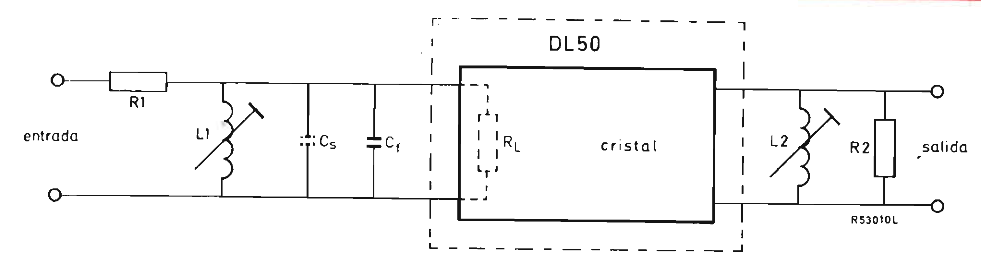



Figura 10.– Redes terminales de la línea de retardo: $R_L$ es la resistencia paralela efectiva del circuito eléctrico equivalente del cristal.

principal). Las primeras se conocen como respuestas armónicas de tercer grado y pueden reducirse solamente con una elección adecuada de los componentes terminales. Sin embargo, hay una manera sencilla para reducir las respuestas de los lóbulos laterales: consiste en recubrir superficies concretas de la cinta con un material que absorbe energía ultrasónica (por ejemplo resina epoxi). Esta solución es posible porque las superficies principales de una línea de cinta participan en el movimiento de partículas excitadas. Las manchas de resina pueden verse claramente en la fotografía adjunta.

### Influencia de los componentes terminales

El tiempo de retardo total necesario en el sistema PAL es de 63,943 μs y, dado que este valor debe obtenerse en presencia de ciertos factores variables, se comprende que deba existir la posibilidad de efectuar algunos ajustes en el sistema.

Los factores variables son:

– la tolerancia de retardo en el cristal (±5 ns)
– la capacidad del circuito parásita externa ($C_s$ en figura 10) en paralelo con la entrada de la línea de retardo.

La característica de transferencia de energía de la línea de retardo sola es la curva acampanada que puede verse en la figura 11, donde el valor de 0 dB es máximo si $R_1$ (figura 10) es igual en valor a la resistencia en paralelo equivalente $R_L$ de la línea. Puede verse que el ancho de banda de 3 dB no es suficiente para la adecuada transmisión de la señal de crominancia. Este ancho de banda puede mejorarse añadiendo la red L-C en la entrada y una inductancia en la salida, como se ve en la figura 10. Haciendo que los inductores sean variables, esta disposición posibilita el exacto ajuste de fase necesario para separar las señales de color. Puesto que el propio bloque de cristal es simétrico y los transductores de entrada y salida son idénticos, la línea de retardo es

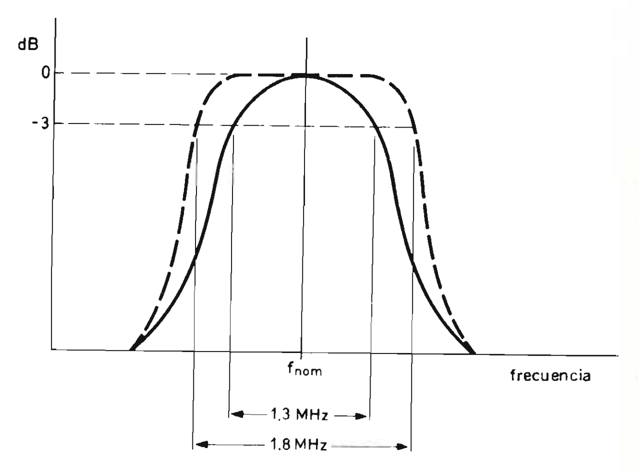



Figura 11.– Característica de transferencia de energía. Curva de trazo continuo: cristal sólo (el pico es máximo si $R_1 = R_L$). Curva de trazos: efecto de la inductancia añadida.

simétrica con relación a su entrada y salida. Por consiguiente, su comportamiento eléctrico es óptimo si las impedancias terminales en la entrada y salida son casi iguales. Aunque parece que son diferentes en la figura 10, sus valores nominales representan el mismo valor de impedancia para la frecuencia subportadora de color y, por consiguiente, la disposición es realmente simétrica.

Una vez demostrada la necesidad de que la línea de retardo tenga redes terminales exteriores, debemos considerar ahora la influencia de cada componente en el sistema general con el fin de deducir el valor óptimo para cada uno. Las propiedades principales del sistema a considerar son:

– ancho de banda a –3 dB
– pérdidas de inserción (amortiguamiento)
– respuestas parásitas.

Se han considerado ya las principales causas de respuestas parásitas. Un tipo de respuesta parásita está influenciada por las redes terminales. Esta es el armónico de tercer grado, o señal $3\tau$. La salida necesaria es la que

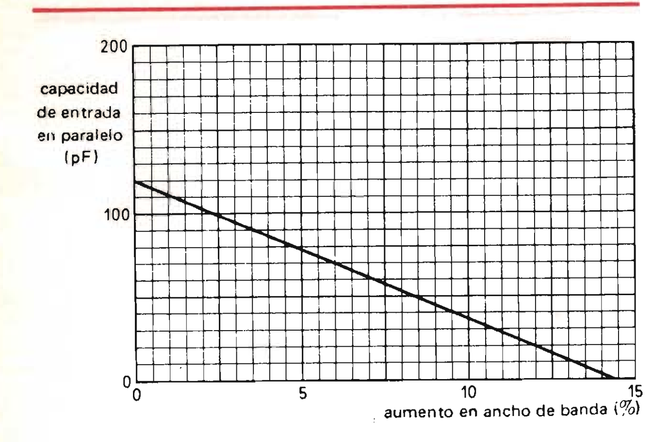



Figura 12.– Efecto de la capacidad de entrada en paralelo sobre el ancho de banda.

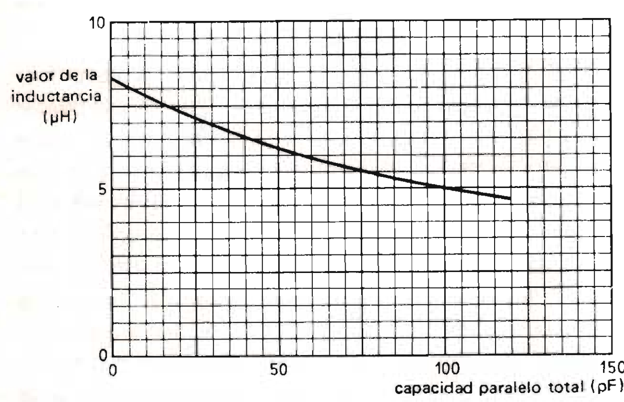



Figura 13.– Valor necesario de inductancia en función de la capacidad de entrada en paralelo total.

resulta del primer paso de la señal a través de la línea de retardo ($1\tau$), de forma que la línea y sus redes terminales deben proyectarse para que la salida de $3\tau$ sea tan pequeña como sea posible.

*Influencia de la capacidad de entrada*

La capacidad total de entrada consta de una capacidad parásita exterior $C_s$ en paralelo con cierta capacidad fija $C_f$ (figura 10). En teoría, $C_f$ no es necesaria porque, como muestra la figura 12, el aumento en ancho de banda es mayor cuando se reduce la capacidad en paralelo. Sin embargo, debe tenerse en cuenta la segunda función del circuito de entrada, es decir, la de ajuste de fase. Puede verse que un determinado cambio en la inductancia $\Delta L_1$ da un mayor cambio de fase $\Delta\phi$ si se aumenta la capacidad en paralelo, es decir, si se incluye $C_f$. La solución adoptada es cuestión de elección individual, pero de la forma en que se haga esta elección depende el valor necesario de $L_1$, el cual puede obtenerse a partir de la figura 13.

*Influencia de la inductancia*

La figura 14 muestra el efecto de los valores variables de la inductancia en el ancho de banda y en la pérdida de inserción. El margen aceptable de valores de inductancia se extiende solamente de unos 7 $\mu$H a 11 $\mu$H; los valores inferiores a este margen dan una pérdida de inserción

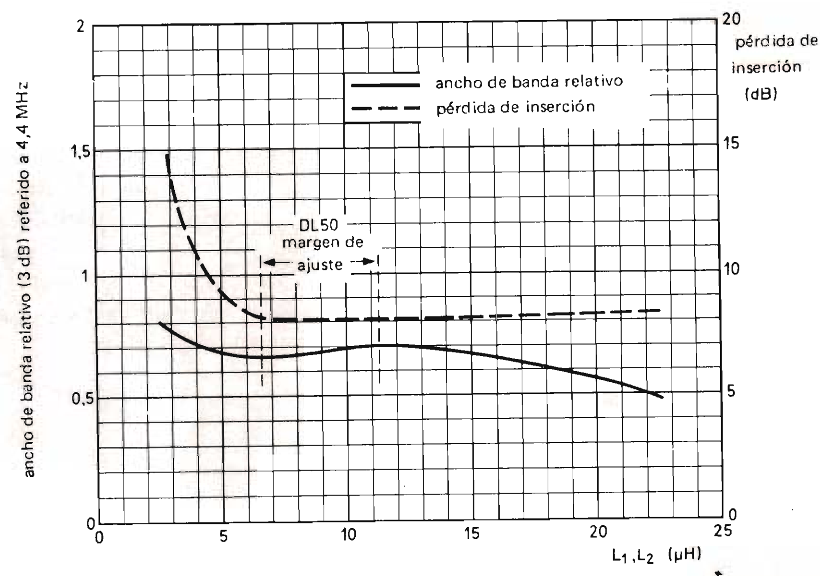



Figura 14.– Influencia del valor de la inductancia sobre el ancho de banda y pérdida de inserción ($R_1 = R_2 = 390\ \Omega$).

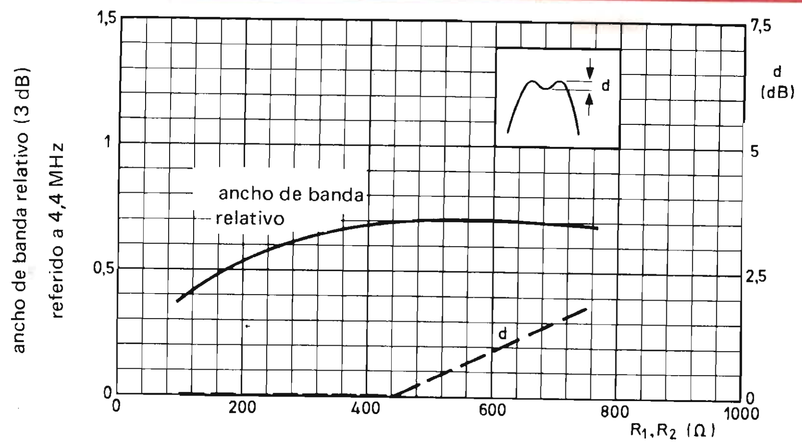



Figura 15.– Influencias del valor de la resistencia ($R_1$ $R_2$) sobre el ancho de banda y forma de la curva de paso de banda ($L_1 = L_2 =$ 8,3 $\mu$H).

que aumenta rápidamente; los valores más altos dan un ancho de banda reducido y también afectan desfavorablemente a la respuesta $3\tau$, aunque esto último es difícil de mostrar gráficamente. Puede ser posible cierto compromiso en la pérdida de inserción, puesto que cuanto mayor es la pérdida de inserción mayor es la reducción en el nivel de respuestas parásitas. Cualquiera que sea el valor elegido para la inductancia de entrada, debe ser ajustable de forma que el desplazamiento de fase pueda fijarse exactamente a 180°.

*Influencia de la resistencia*

La figura 15 muestra el efecto de los valores variables de la resistencia. La máxima transferencia de energía se obtiene cuando $R_1/R_L$ = 1, pero $R_1$ puede aumentarse para que $R_1/R_L$ llegue hasta 1,5 (lo cual da cierto aumento de ancho de banda). Cualquier otro aumento en el valor de $R_1$ tiene efecto despreciable sobre el ancho de banda, pero empieza a tener un marcado efecto sobre las frecuencias medias. El efecto consiste en producir una depresión en la característica de frecuencia centrada alrededor de la frecuencia media. La profundidad de esta depresión aumenta a medida que aumenta el valor de $R_1$, como muestra la curva de trazos de la figura 16. Este efecto tiene una influencia importante sobre la característica de reflexión $3\tau$, cuyo mínimo corresponde al máximo de la característica de frecuencia (figura 16).

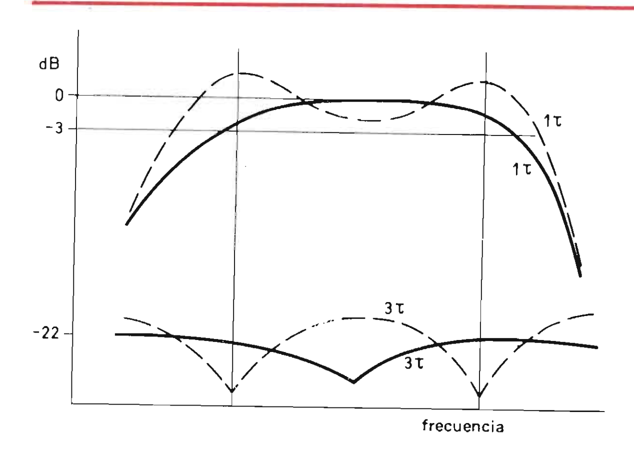
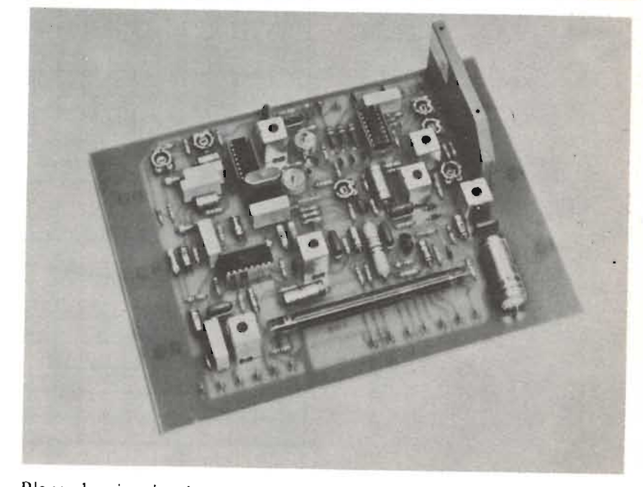



Figura 16.– Efecto de la resistencia sobre las reflexiones $3\tau$
Curva de trazo continuo: $R_1 = R_2 = 390\ \Omega$
Curva de trazos: $R_1 = R_2 > 460\ \Omega$



Placa de circuito impreso de un decodificador de color PAL con la línea de retardo DL50.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.




# APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

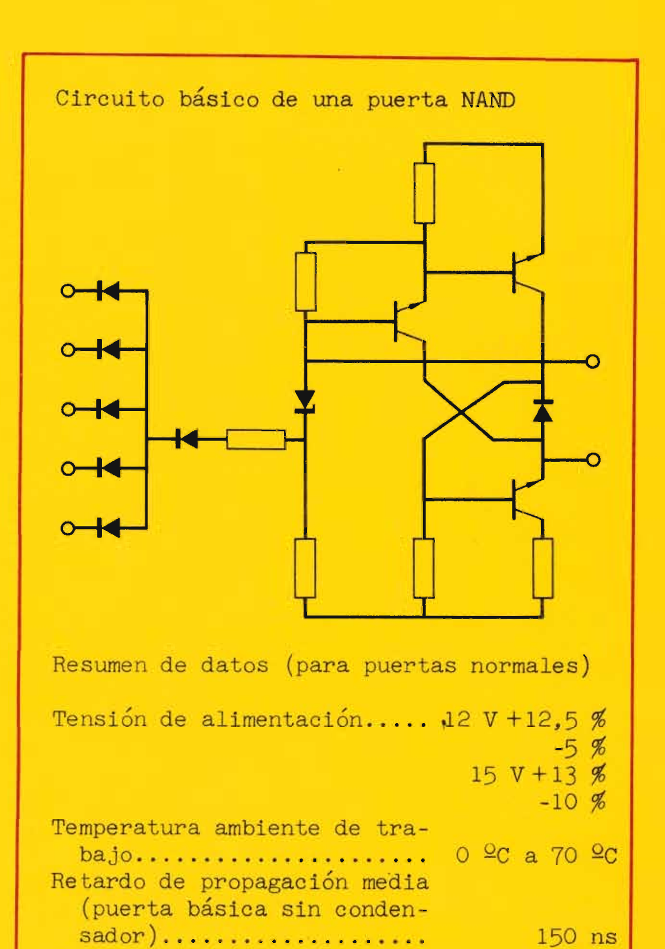
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación..... | 12 V +12,5 % -5 % |
| | 15 V +13 % -10 % |
| Temperatura ambiente de trabajo...................... | 0 ºC a 70 ºC |
| Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).................. | 150 ns |
| Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO......... | 10 |
| estado ALTO......... | 100 |
| Margen de ruido c.c. | |
| alimentación 12 V......... | 5 V |
| alimentación 15 V | |
| estado BAJO............ | 5 V |
| estado ALTO............ | 8 V |

**Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.**

# REVISTA "Miniwatt"

Vol. 14-Núm. 4 ABRIL 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

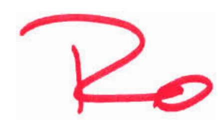
Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

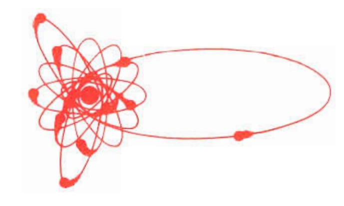
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

# REVISTA Miniwatt

**Publicación de aplicaciones electrónicas**





Nuevo fotomultiplicador XP2050 para detección y medida de radiación nuclear en aplicaciones industriales, médicas y científicas. Su fotocátodo es de tipo D y tiene una respuesta espectral de 95 m A/W para 401 nm.


Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7



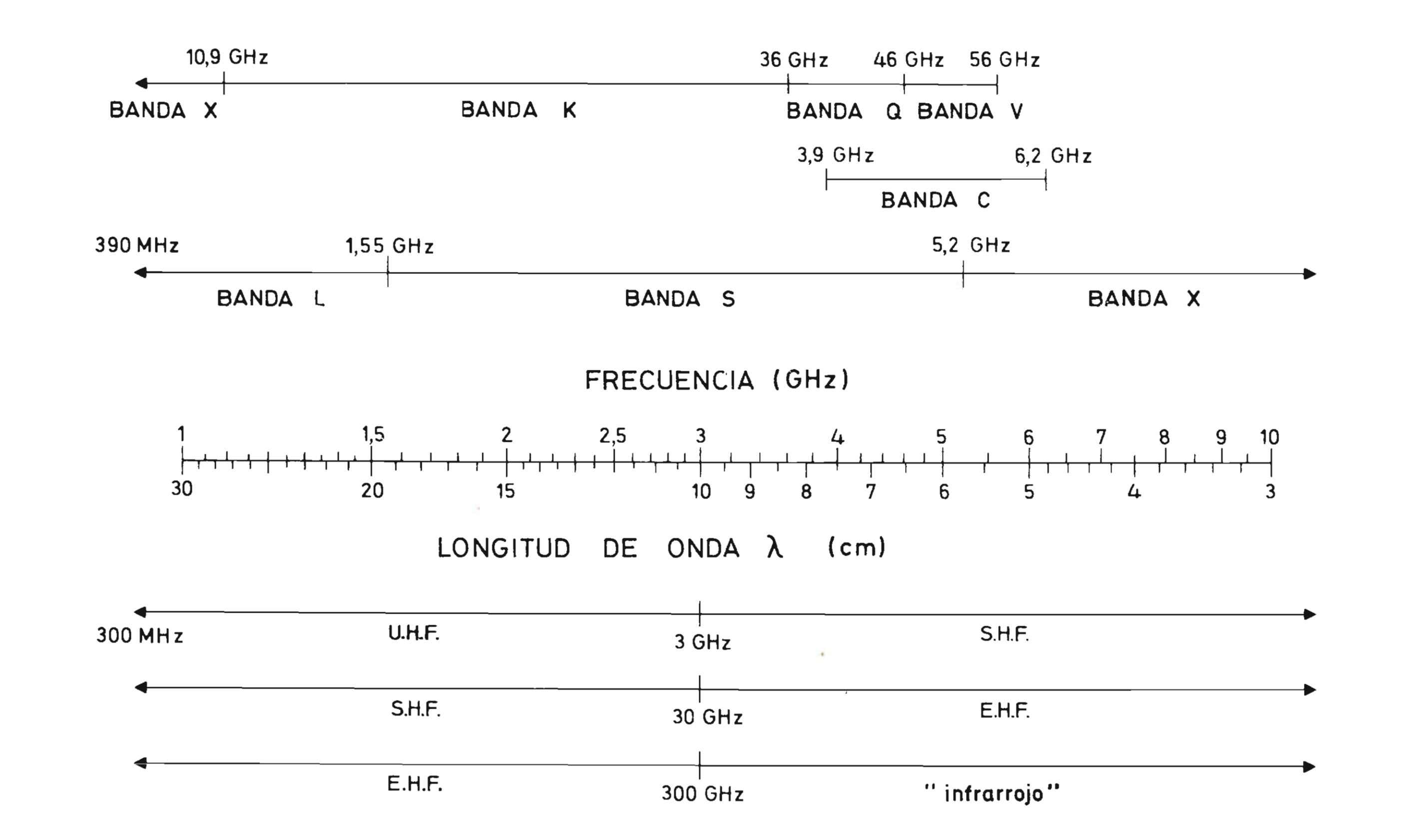


Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona


# ÍNDICE




**VOLUMEN 14 - Número 4** **ABRIL 1975**



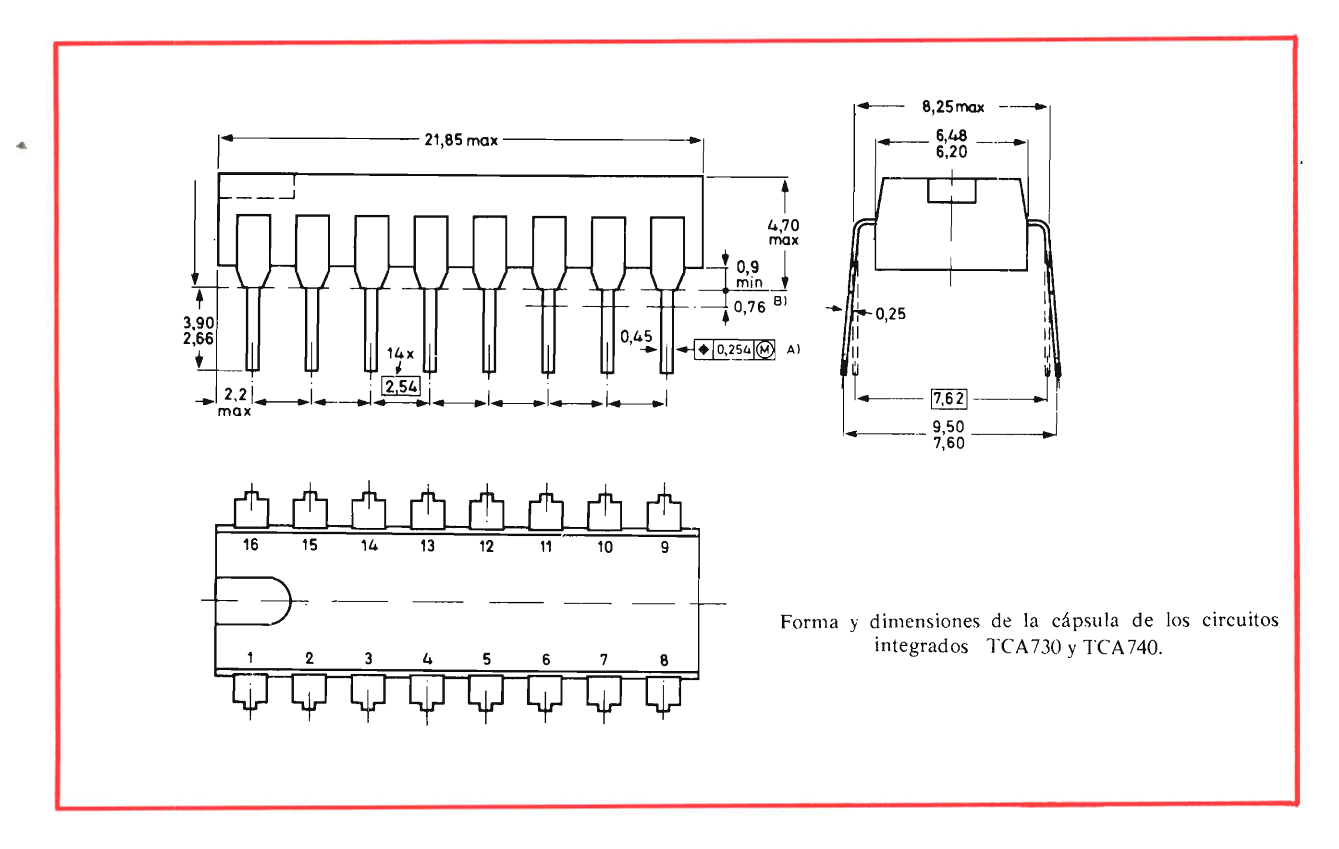

Escalas de conversión de frecuencia/longitud de onda para microondas

# CIRCUITOS DE CONTROL POR C.C. PARA RECEPTORES DE RADIO Y AMPLIFICADORES DE AUDIO

El empleo de conmutadores y controles electrónicos que trabajan por medio de corriente continua ofrece nuevas e interesantes posibilidades para el diseño eléctrico y mecánico de receptores de radio y amplificadores de audio. Puede eliminarse de este modo la utilización de cables blindados, y el control remoto por corriente continua no ofrece dificultad alguna.

El circuito integrado TCA730 proporciona control de volumen y balance (equilibrio) por corriente continua y control fisiológico (contorno o relieve) opcional.

El circuito integrado TCA740 permite efectuar correcciones independientes de graves y agudos en amplificadores de dos y cuatro canales.




Forma y dimensiones de la cápsula de los circuitos integrados TCA730 y TCA740.

## TCA730

La figura 1 muestra el diagrama funcional del circuito integrado TCA730, pero no se da el esquema completo por ser demasiado complicado. En dicha figura se indican los componentes exteriores necesarios para realizar un montaje de control de volumen y de equilibrio en un equipo estereofónico de dos canales. Como puede observarse, existen tres controles manuales: el de volumen, el de balance y el de volumen fisiológico (contorno). Cada control se realiza por medio de un solo potenciómetro con conexiones no blindadas cuya longitud puede ser la que se requiera.

La figura 2 muestra el principio de funcionamiento del control de volumen fisiológico. Para elevados niveles de reproducción, la respuesta de frecuencia debe ser aplanada como muestra la línea *A*. Esta respuesta puede obtenerse por medio de un amplificador operacional con los resistores *R*1 y *R*2 (circuito figura *A*). A bajos niveles de reproducción, la respuesta de frecuencia debe seguir la línea *B*. Esta se puede obtener por medio del circuito de la figura *B*, en la que *Z*4 representa un filtro de paso de banda en el lazo de realimentación. Conectando ambas redes exteriores a las entradas de amplificadores de c.c., la respuesta de frecuencia de salida puede variar de modo continuo entre la línea *A* y la línea *B*.

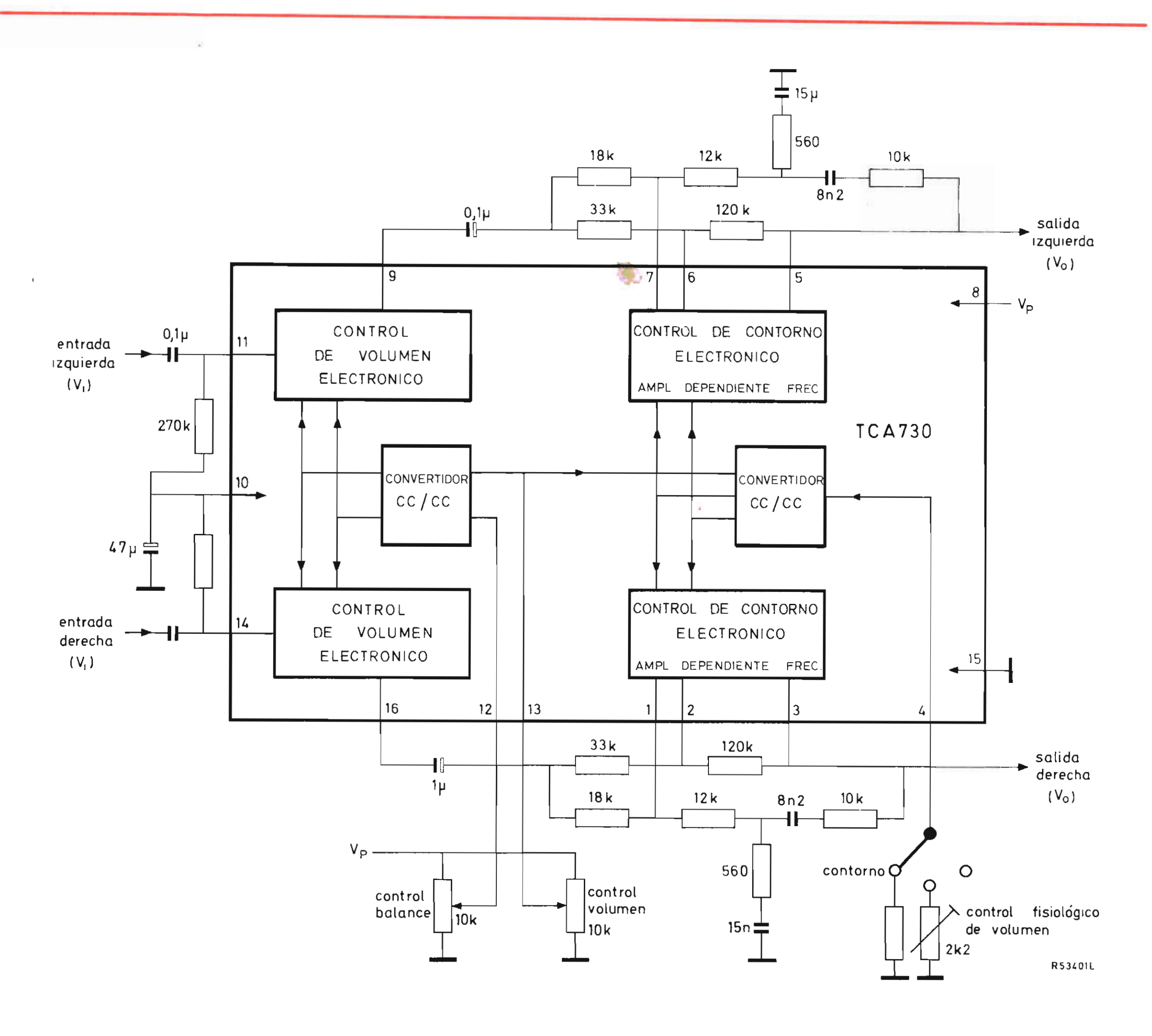



Figura 1. Esquema de bloques del TCA730 y componentes exteriores.

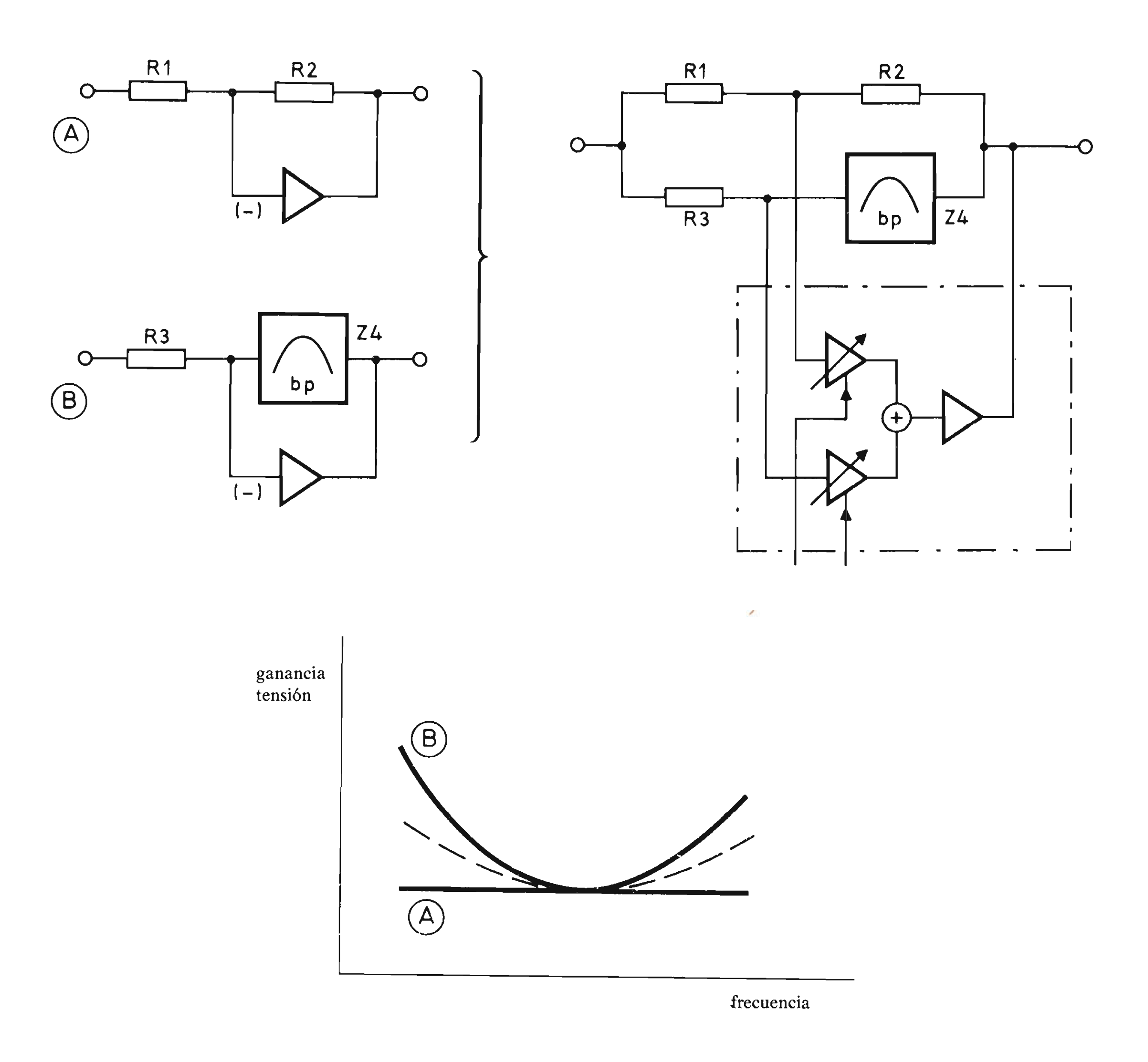
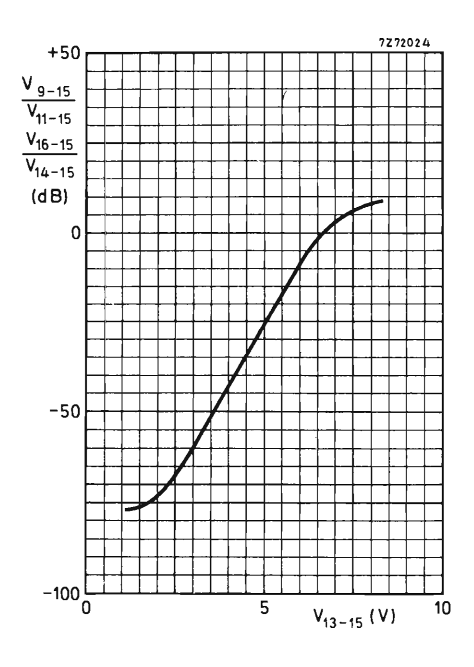



Figura 2. Principio de funcionamiento del control de volumen fisiológico

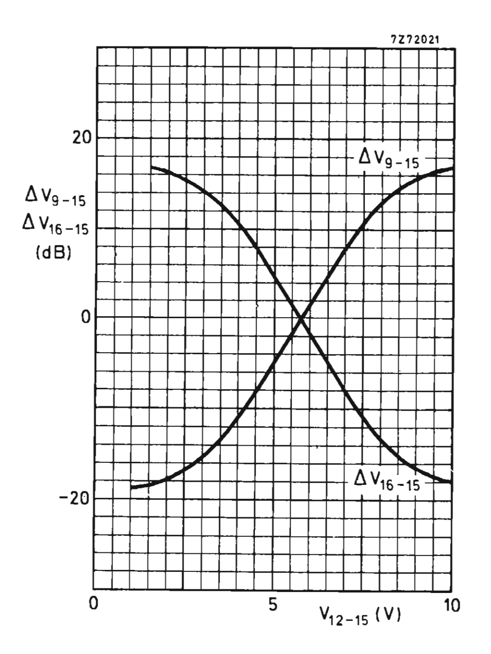
**TCA730**

**Principales características**

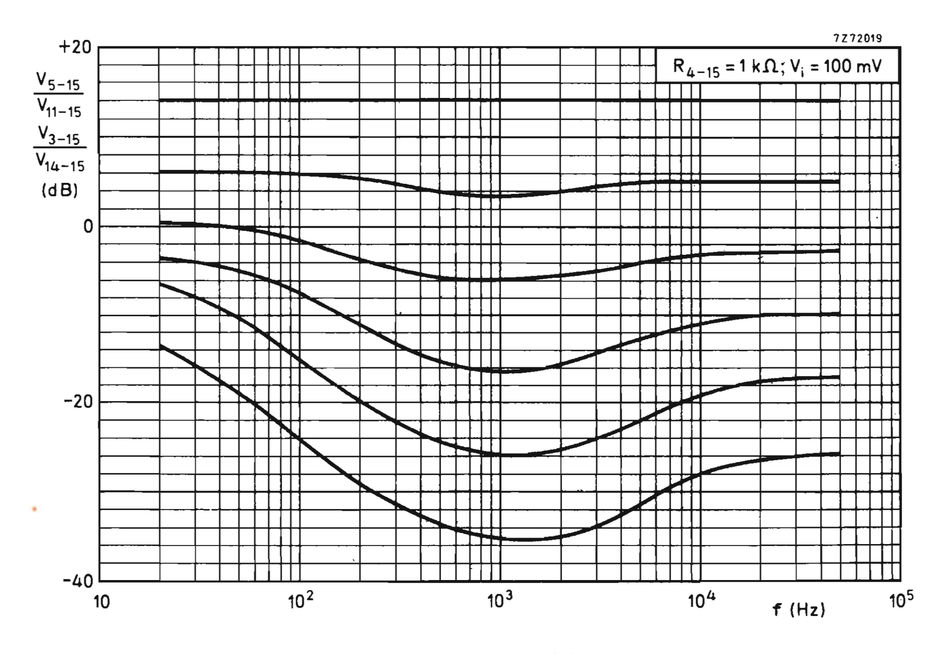
| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación (nominal 15 V) | 13,5 a 16,5 V |
| Amplificación típica | 20 dB |
| Margen de control de volumen para $V_i$ = 100 mV | 90 dB |
| Distorsión para $V_o$ = 1 V; $V_i$ = 100 mV | 0,1 % |
| Margen control de balance | ± 10 dB |
| Capacidad de señal | 1 V |
| Impedancia de carga (mín.) | 4,7 Ω |
| Tensión de salida (máx.) | 1 V |
| Respuesta de frecuencia (*puntos* 1 dB) | 20 Hz a 20 kHz |
| Dispersión del balance de canal | 2 dB |




Control de volumen sin corrección fisiológica a 1 kHz




Control de balance a 1 kHz




Control fisiológico

## TCA740

La figura 3 muestra el diagrama funcional del circuito integrado TCA740, así como el detalle de los componentes exteriores y de los controles de "graves" y de "agudos" comunes a dos canales.

El circuito integrado contiene cuatro amplificadores, uno para agudos y otro para graves por canal, y dos convertidores de c.c./c.c.

Este circuito se coloca a continuación del control de volumen y de balance conectando las salidas de éste a las entradas del circuito integrado TCA740.

## TCA740

*Principales características*

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación (nominal 15 V) | 13,5 a 16,5 V |
| Refuerzo graves a 40 Hz (mín.) | > 15 dB |
| Corte graves a 40 Hz (mín.) | > 15 dB |
| Refuerzo agudos a 15 kHz (mín.) | > 15 dB |
| Corte agudos a 15 kHz (mín.) | > 15 dB |
| Distorsión para $V_O$ (ef.) = 1 V | 0,1 % |
| Relación señal-ruido | 60 dB |
| Separación de canal | 60 dB |

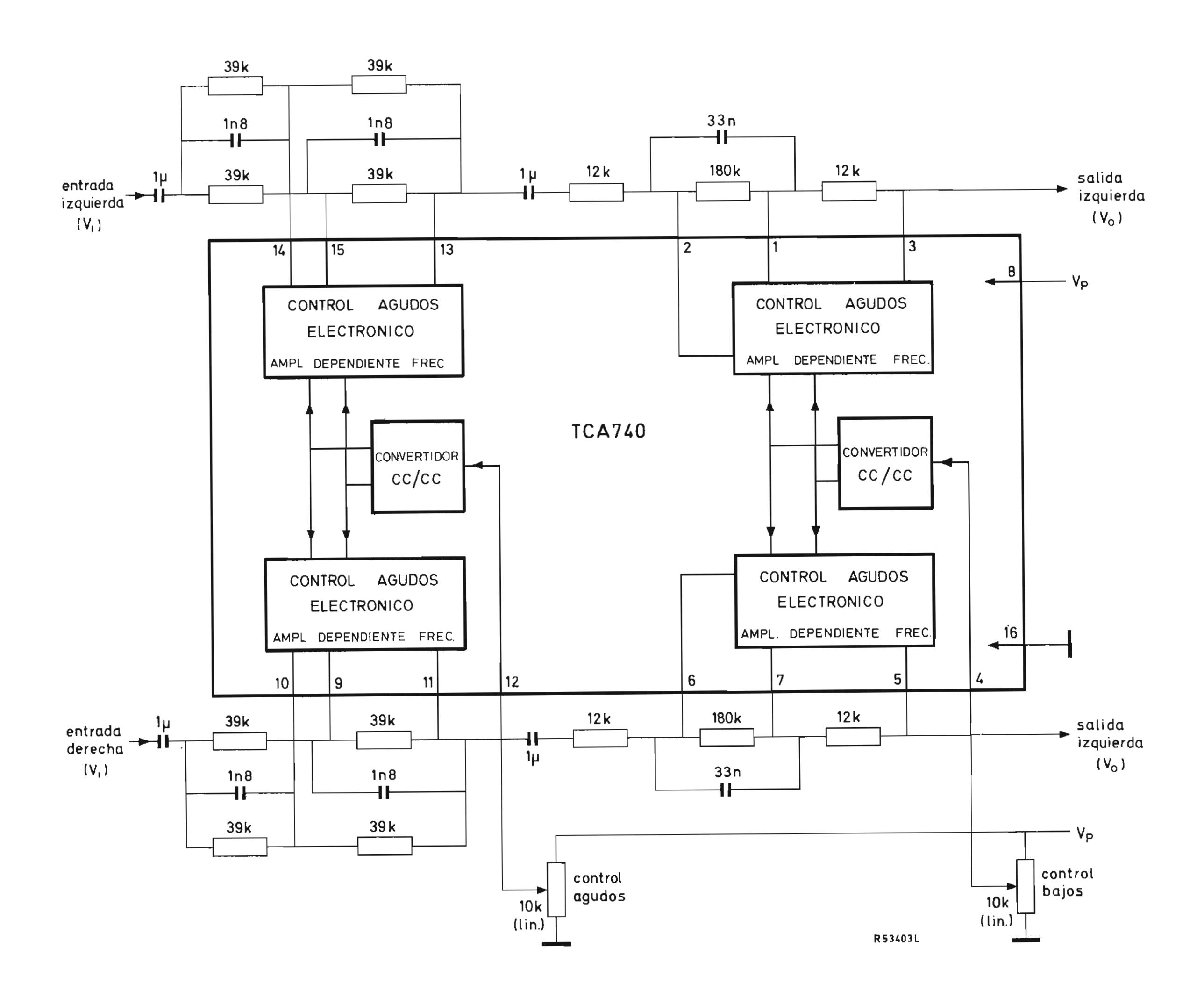



Figura 3. Esquema de bloques del TCA740 y componentes exteriores.

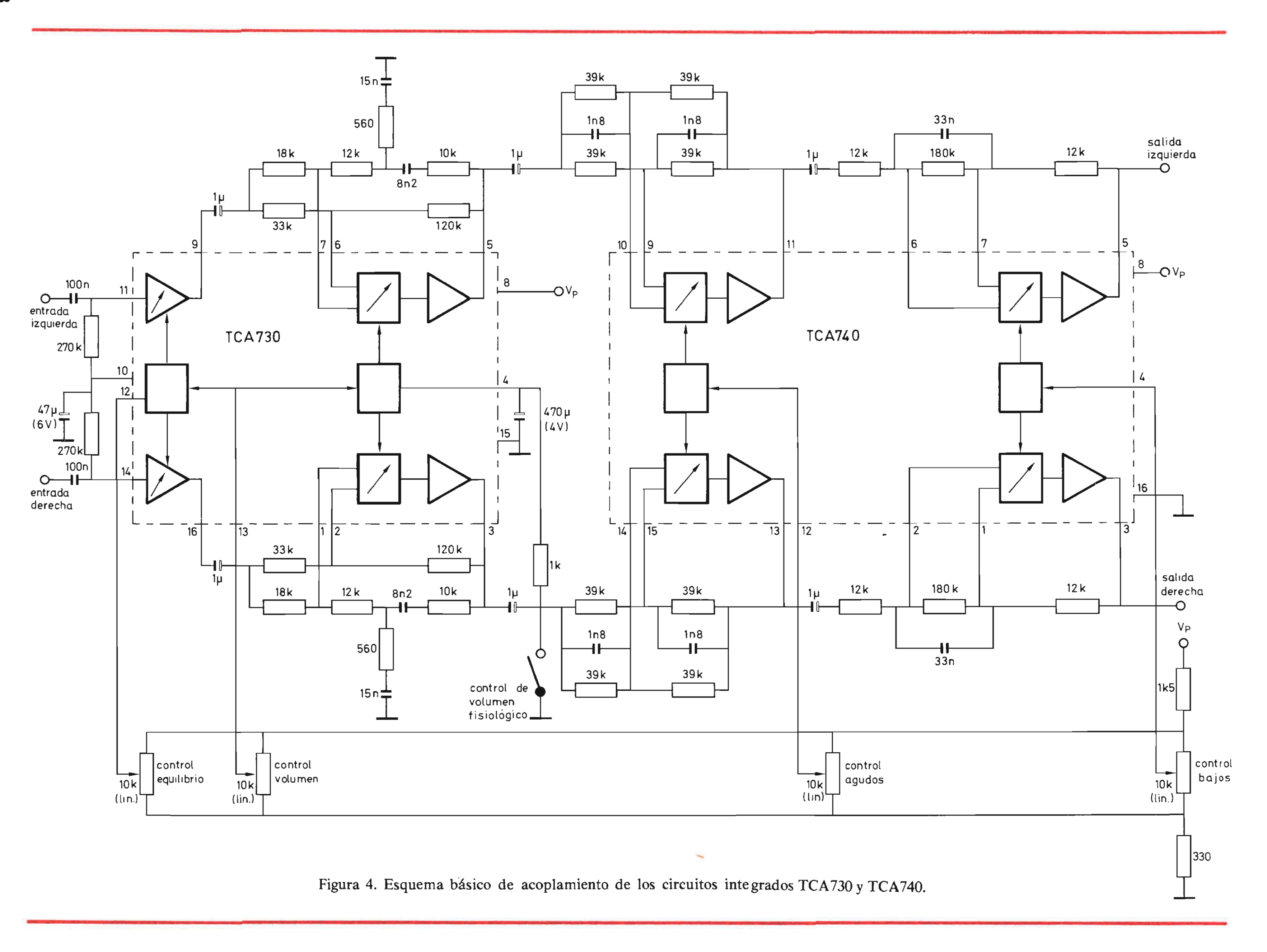
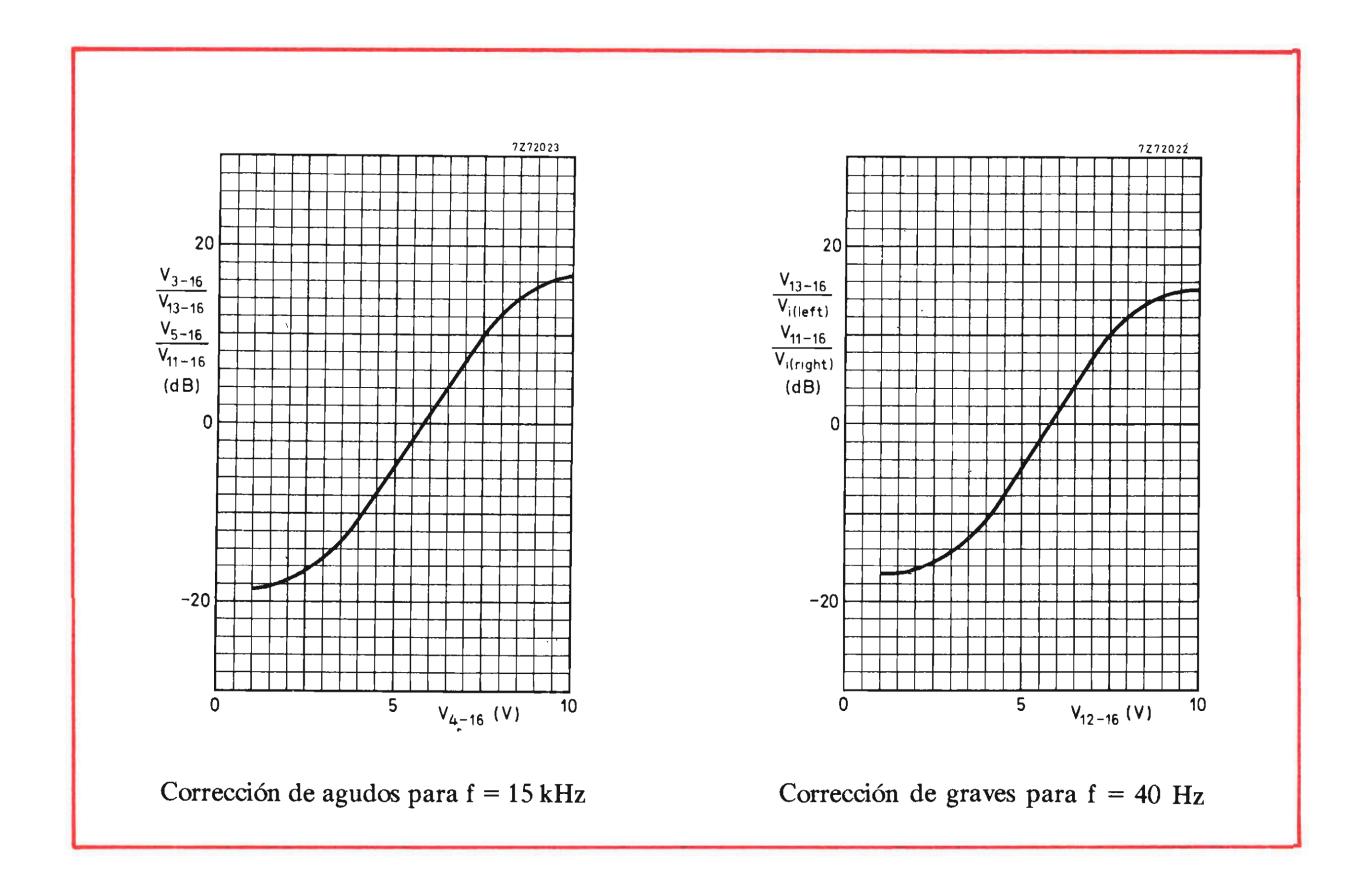


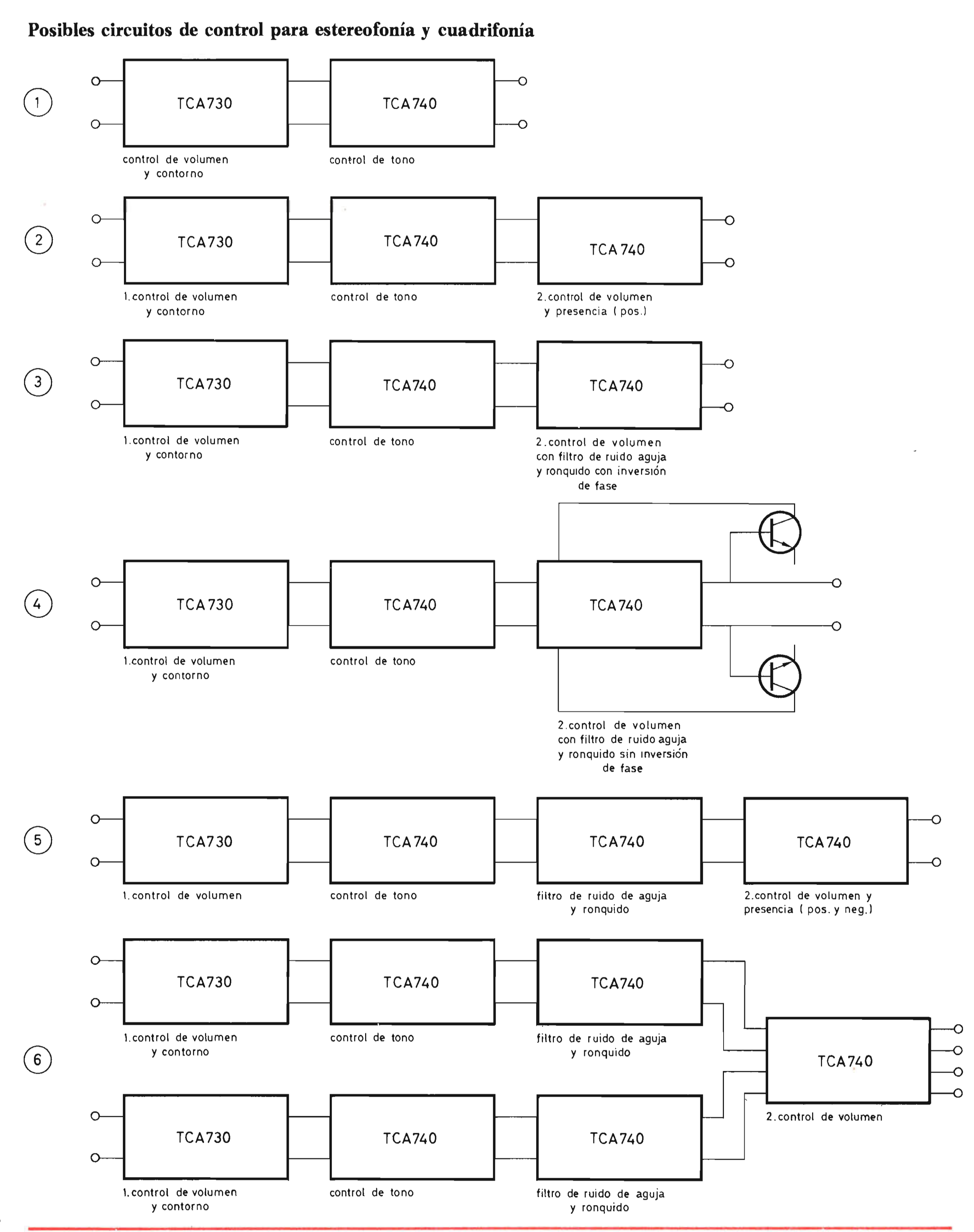

Figura 4. Esquema básico de acoplamiento de los circuitos integrados TCA730 y TCA740.




Corrección de agudos para f = 15 kHz

Corrección de graves para f = 40 Hz

## Posibles circuitos de control para estereofonía y cuadrifonía



# DIVISORES LOGICOS CON CIRCUITOS BLOQUE DE LA SERIE 61

*En este artículo se presentan los circuitos básicos de divisores lógicos fundamentales realizados con nódulos de la serie 61. Estos circuitos son de montaje fácil y económico, y tienen numerosas aplicaciones en sistemas lógicos.*

## Introducción

Los divisores son indispensables en los circuitos lógicos. En este artículo se describen algunos circuitos divisores básicos en los que se emplean circuitos bloque y factores de división 2, 3, 4, 5, 6, 7 y 8. Pueden obtenerse fácilmente factores de división mayores conectando los circuitos descritos en cascada.

La técnica normal para obtener los factores de división que difieren de una potencia de dos consiste en decodificar determinado estado binario para silenciar o saltar cierto número de pasos. Debido a la producción de un estado transitorio, se produce como consecuencia un impulso falso. Este contratiempo se evita en los circuitos descritos mediante el empleo de puertas de condición de puesta a 1 (*set*) y puesta a 0 (*reset*), gracias a las cuales la condición indicada por la tabla de verdad se establece con el *adelanto de un paso.*

Otra ventaja de los circuitos descritos es que se necesitan pocos componentes exteriores, de manera que su montaje es fácil y económico.

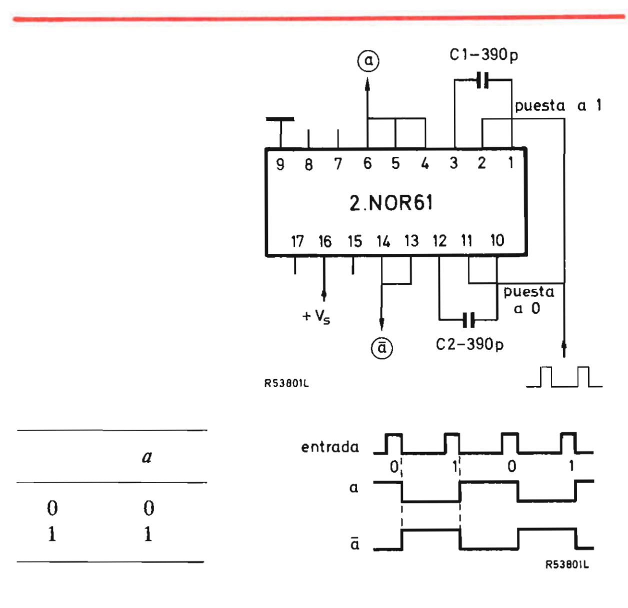
En todos los esquemas de los circuitos, las salidas que dan el factor de división especificado están señaladas por un circuito que rodea la letra correspondiente.

La máxima frecuencia de trabajo es de 10 kHz.

## Divisor por dos

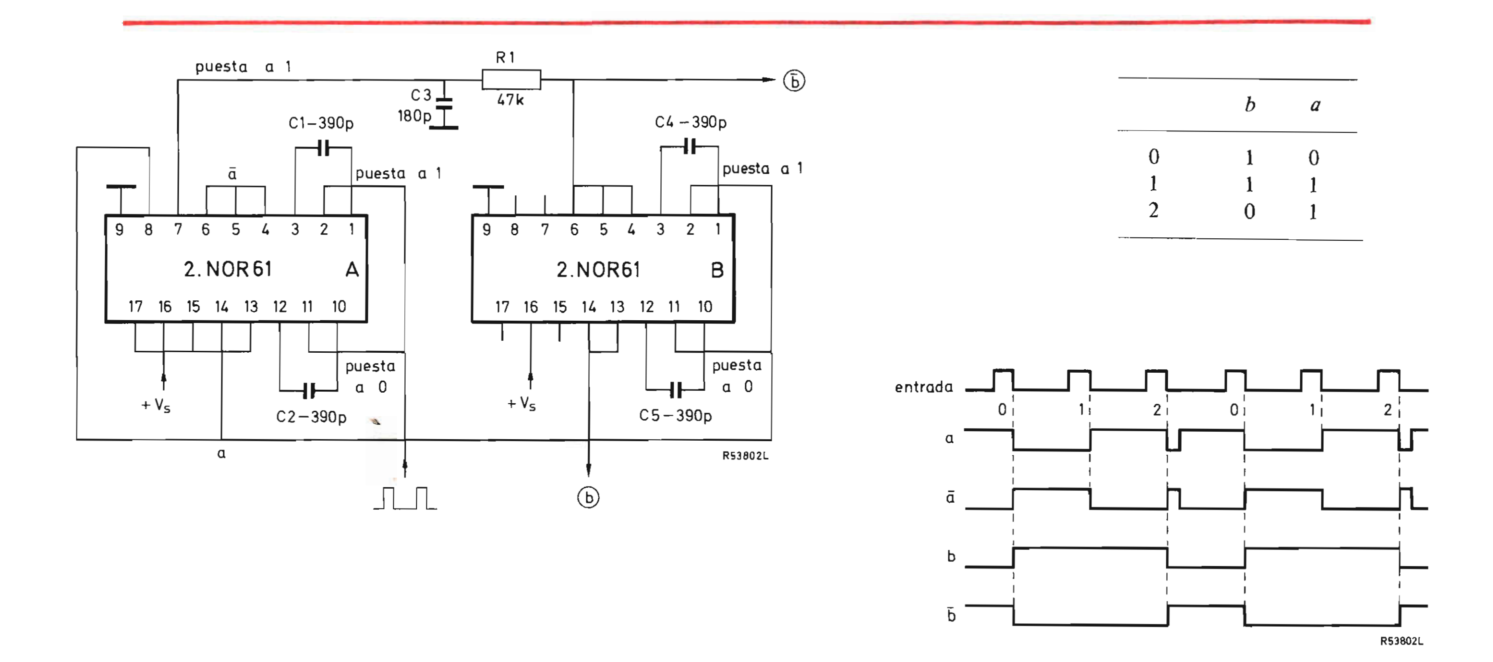
La figura 1 muestra el circuito de un divisor por 2 realizado con el circuito bloque 2.NOR61 conectado como elemento bistable.

Asimismo pueden verse las correspondientes señales de entrada y salida.



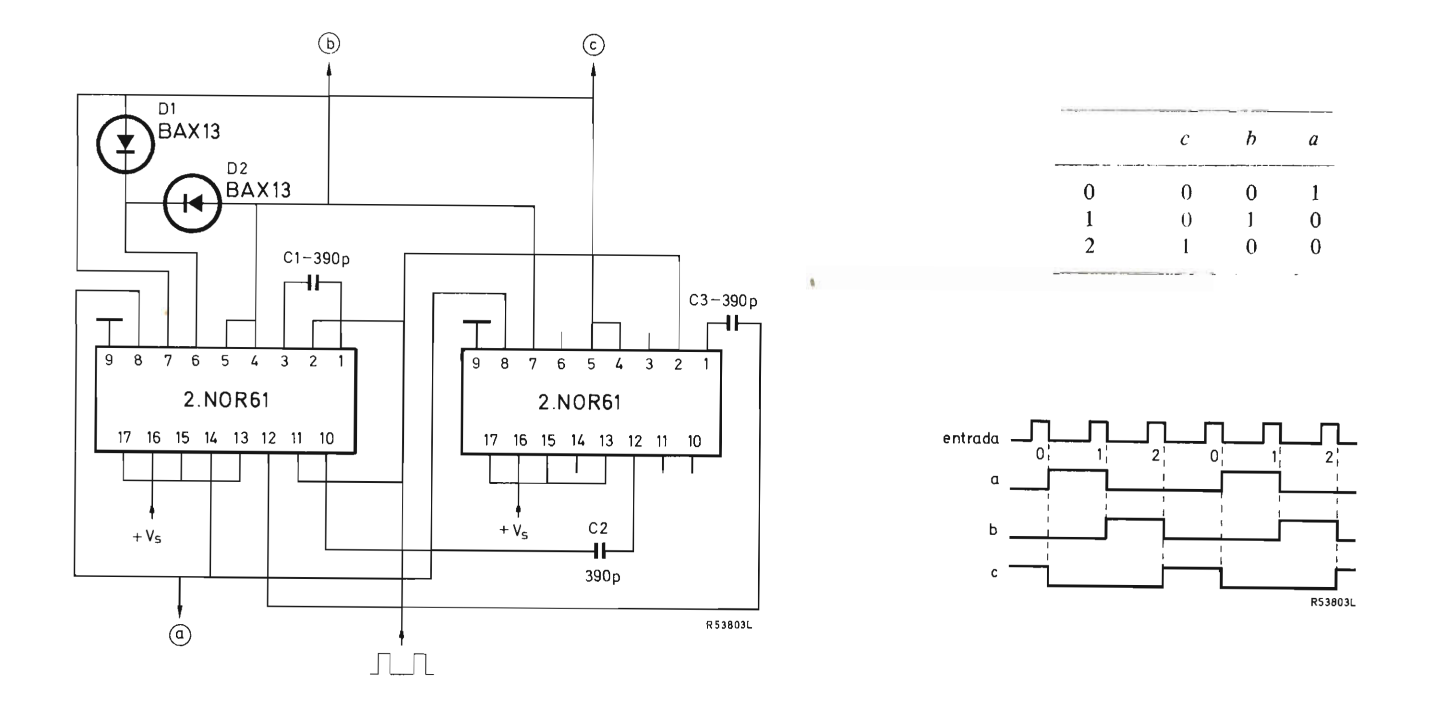

| | *a* |
|---|---|
| 0 | 0 |
| 1 | 1 |

Figura 1. Divisor por 2




| | b | a |
|---|---|---|
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 |
| 2 | 0 | 1 |

Figura 2. Divisor por 3




| | c | b | a |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 2 | 1 | 0 | 0 |

Figura 3. Divisor por 3

**Divisor por tres**

Para obtener un factor de división igual a tres, se emplea la siguiente condición de puesta a uno de c.c. en el circuito contador asíncrono de dos etapas de la figura 2.

Puesta a uno $A$ para $\bar{b} = 1$

Puesto que esta condición no existe un paso antes, se necesita la red de retardo $R_1C_3$ para buen funcionamiento del circuito. Sin embargo, debido a la red de retardo se observará un impulso falso en las salidas $a$ y $\bar{a}$.

**Divisor por tres**

El circuito de la figura 3 no produce impulsos falsos. Es un circuito contador en anillo que consta de tres etapas. Las condiciones de puesta a uno son:

Puesta a uno $A$ para $c = 1$
Puesta a uno $B$ para $a = 1$
Puesta a uno $C$ para $b = 1$

Como muestra la tabla de verdad, sólo una etapa está bloqueada en un momento dado. De esta forma, una etapa debe conducir si una cualquiera de las otras dos está bloqueada. Como consecuencia se tienen las siguientes condiciones de puesta a cero de c.c.

Puesta a cero $A$ para $b + c = 1$
Puesta a cero $B$ para $c + a = 1$
Puesta a cero $C$ para $a + b = 1$

**Divisor por cuatro**

La figura 4 representa un circuito divisor por cuatro realizado con dos circuitos bloque 2.NOR61 en forma de contador asincrónico.

| | *b* | *a* |
|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 |
| 2 | 1 | 0 |
| 3 | 1 | 1 |

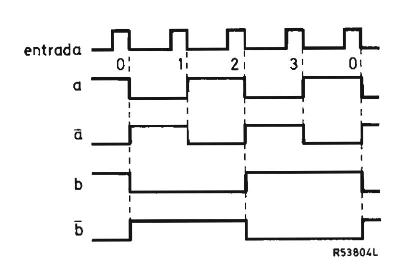


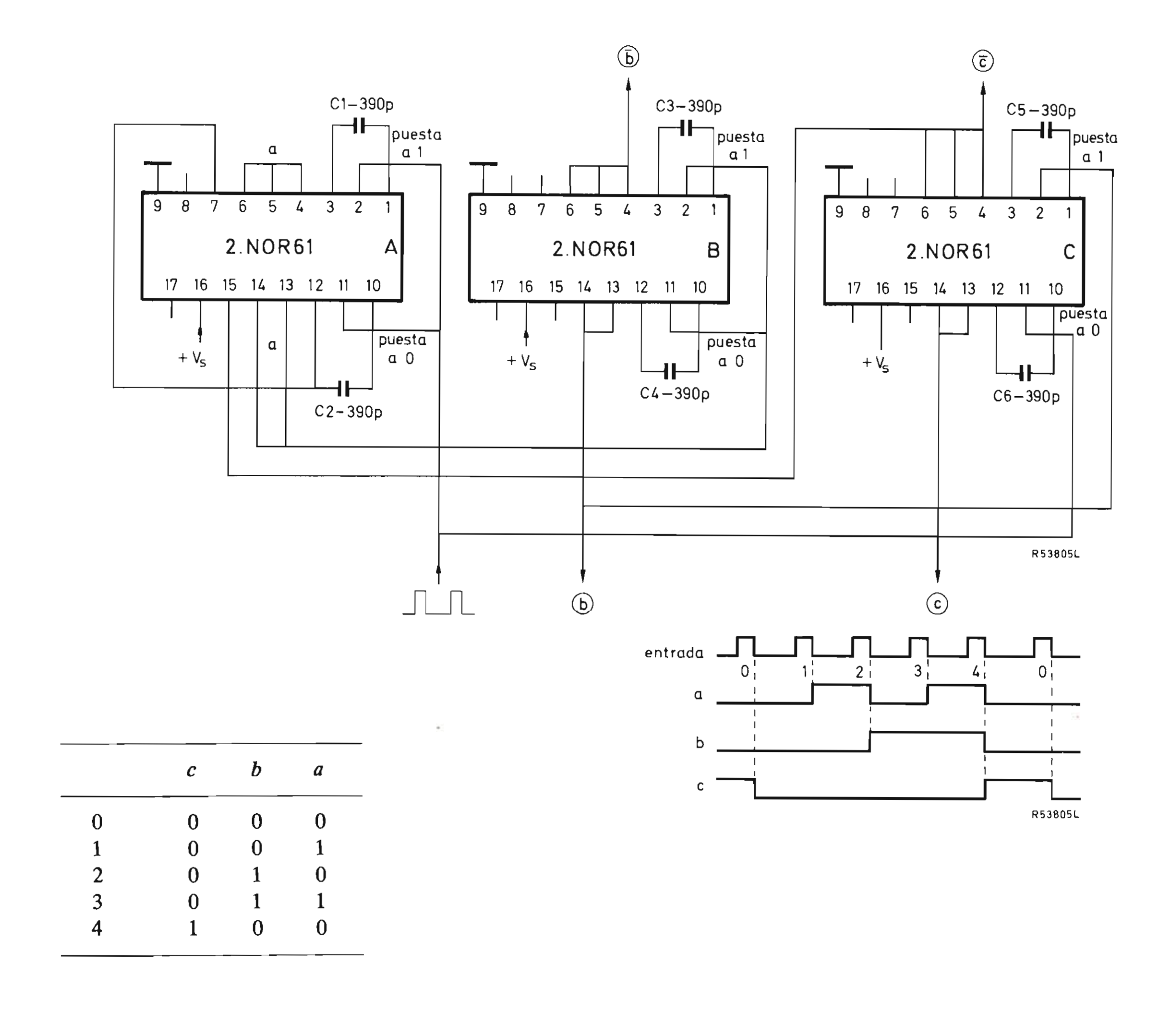

Figura 4. Divisor por 4

**Divisor por cinco**

En el circuito de la figura 5, la salida de la unidad *B* o la de *C* puede ser empleada para obtener un factor de división igual a 5. El impulso de salida de *B* tiene una duración doble de la del impulso generado por *C*. Las condiciones de puesta a uno y puesta a cero derivadas de la tabla de verdad son las siguientes:

Puesta a uno *A* para $\bar{a} \cdot \bar{c} = 1$
Puesta a cero *C* para c = 1

Puesto que este circuito puede tomar ocho entradas, de las cuales sólo cinco se emplean aquí, hay tres estados no deseados, o ilegítimos, que son 101, 110 y 111 (salidas *c*, *b* y *a* respectivamente). Sin embargo, inmediatamente después del primer impulso, el circuito pasa al estado legítimo que corresponde a la tabla de verdad gracias a las condiciones de puesta a uno y puesta a cero establecidas. Los cambios en respuesta al impulso de entrada son los siguientes: 101 → 010, 110 → 010, 111 → 000.




| | c | b | a |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 1 | 0 | 0 |

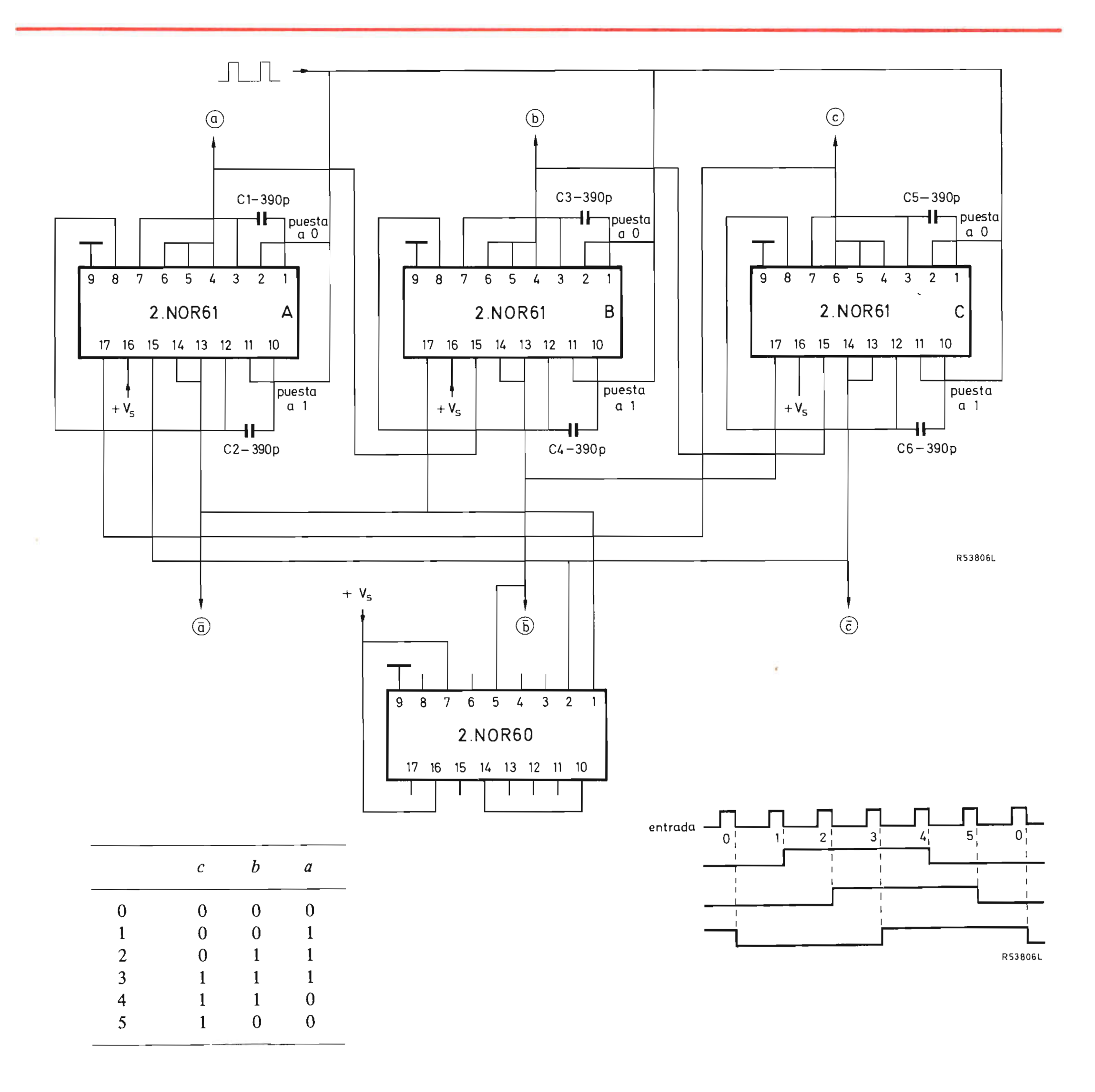
Figura 5. Divisor por 5

**Divisor por seis**

El divisor por seis, como la mayor parte de los otros circuitos, puede basarse en distintas tablas de verdad, pero el circuito de la figura 6 produce unos impulsos de salida que constan de tres ondas cuadradas con una diferencia de fase de 120º. Esta forma de onda es adecuada para circuitos de control de motores (control de velocidad mediante variación del número de impulsos). Las condiciones de puesta a uno y puesta a cero derivadas de la tabla de verdad son las siguientes:

Puesta a uno $A$ para $\bar{a} \cdot \bar{c} = 1$
Puesta a cero $A$ para $a \cdot c = 1$
Puesta a uno $B$ para $a \cdot b = 1$
Puesta a cero $B$ para $\bar{a} \cdot b = 1$
Puesta a uno $C$ para $b \cdot \bar{c} = 1$
Puesta a cero $C$ para $\bar{b} \cdot c = 1$

Hay dos estados ilegítimos (010 y 101) entre los




| | c | b | a |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 1 | 1 |
| 3 | 1 | 1 | 1 |
| 4 | 1 | 1 | 0 |
| 5 | 1 | 0 | 0 |

Figura 6. Divisor por 6

cuales el circuito trabajaría indefinidamente en respuesta a los impulsos de entrada si tomara uno de estos estados. Para ello se incluye una unidad 2. N0R60 de modo que pueda satisfacerse la siguiente condición de puesta a cero de c.c.

Puesta a uno $B$ para $\overline{a \cdot c} = 0$

Suponiendo que se produzca el estado 010, el circuito pasa a 101 en respuesta al primer impulso de entrada. Debido a la puesta a cero de c.c., el divisor cambia espontáneamente este estado a 111, el cual es un estado legítimo (como puede verse en la tabla de verdad).

**Divisor por siete**

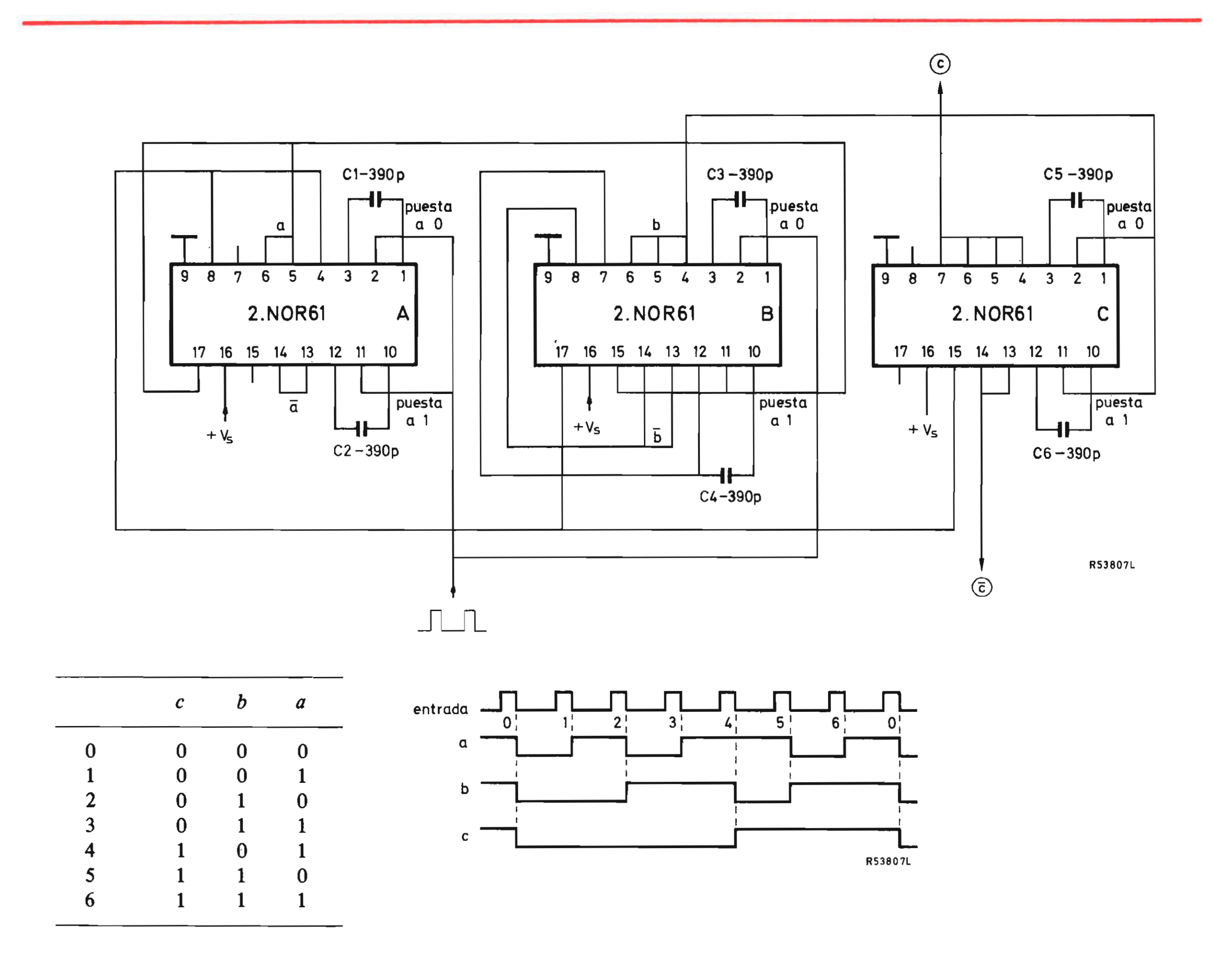
Las condiciones de puesta a uno y puesta a cero del circuito de la figura 7, como se deducen de la tabla de verdad, son las siguientes:

No puesta a cero $A$ para a $(\bar{b} + c) = 0$
Puesta a cero $B$ para $a \cdot b = 1$

Hay sólo un estado ilegítimo (100). Debido a las condiciones de puesta a uno y puesta a cero incorporados, esta entrada cambia a 101 en respuesta al impulso de entrada.

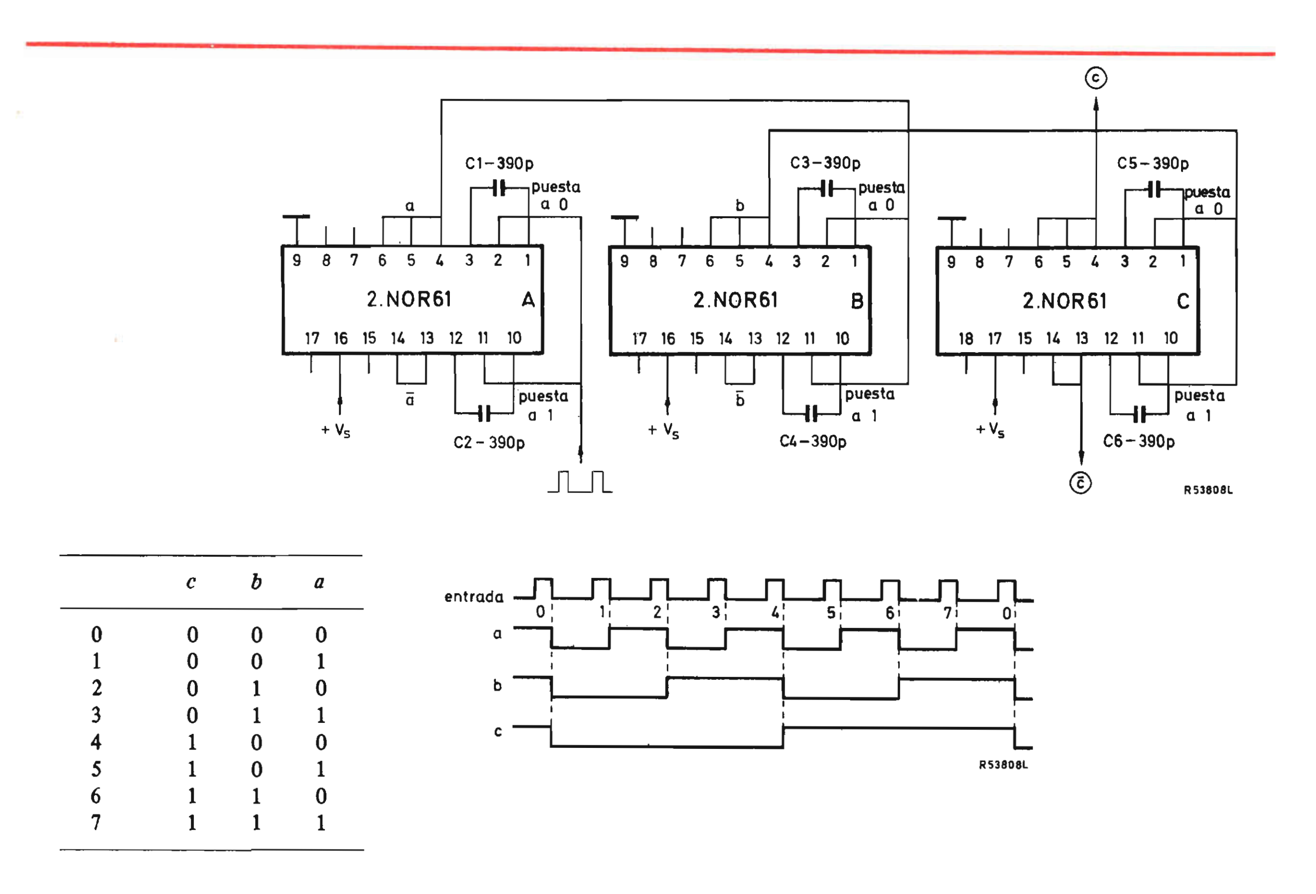
**Divisor por ocho**

La figura 8 muestra un contador realizado con tres circuitos bloque 2.N0R61 adecuado para trabajar como divisor por ocho.




| | c | b | a |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 1 | 0 | 1 |
| 5 | 1 | 1 | 0 |
| 6 | 1 | 1 | 1 |

Figura 7. Divisor por 7



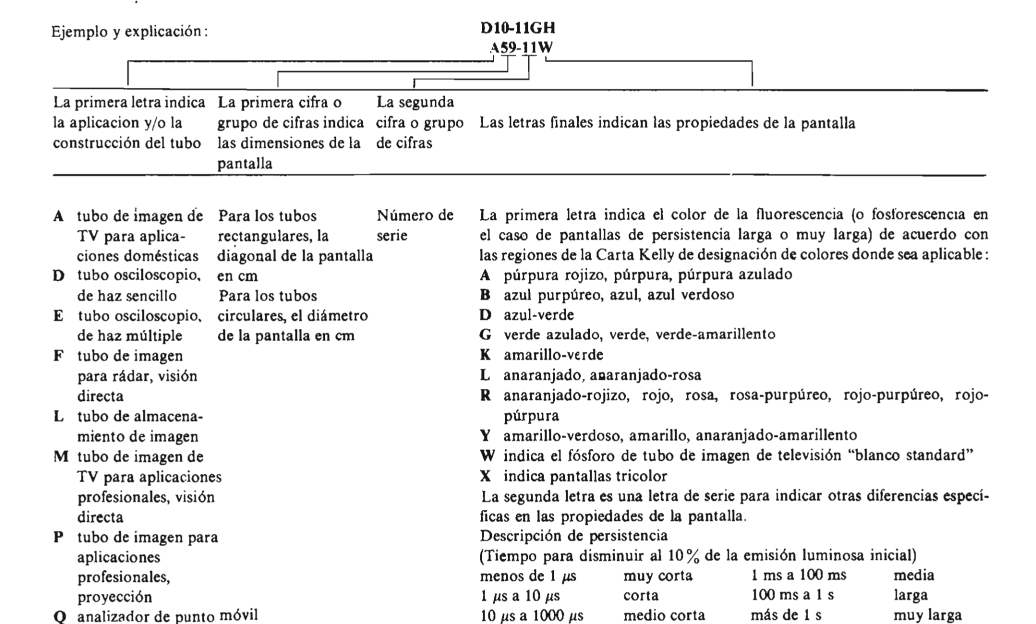

| | c | b | a |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 2 | 0 | 1 | 0 |
| 3 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 1 | 0 | 0 |
| 5 | 1 | 0 | 1 |
| 6 | 1 | 1 | 0 |
| 7 | 1 | 1 | 1 |

Figura 8. Divisor por 8

# CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Este código de designación de tipos se refiere a los tubos de rayos catódicos para todas las aplicaciones, tales como: tubos de imagen para televisión y rádar, tubos osciloscópicos, tubos de monitor y visores.

La designación de tipo consta de: UNA LETRA SEGUIDA DE DOS GRUPOS DE CIFRAS UNIDOS POR GUIÓN Y UNA O DOS LETRAS



Ejemplo y explicación: **D10-11GH**
A59-11W

| La primera letra indica la aplicacion y/o la construcción del tubo | La primera cifra o grupo de cifras indica las dimensiones de la pantalla | La segunda cifra o grupo de cifras | Las letras finales indican las propiedades de la pantalla |
|---|---|---|---|
| **A** tubo de imagen de TV para aplicaciones domésticas<br>**D** tubo osciloscopio, de haz sencillo<br>**E** tubo osciloscopio, de haz múltiple<br>**F** tubo de imagen para rádar, visión directa<br>**L** tubo de almacenamiento de imagen<br>**M** tubo de imagen de TV para aplicaciones profesionales, visión directa<br>**P** tubo de imagen para aplicaciones profesionales, proyección<br>**Q** analizador de punto móvil | Para los tubos rectangulares, la diagonal de la pantalla en cm<br>Para los tubos circulares, el diámetro de la pantalla en cm | Número de serie | La primera letra indica el color de la fluorescencia (o fosforescencia en el caso de pantallas de persistencia larga o muy larga) de acuerdo con las regiones de la Carta Kelly de designación de colores donde sea aplicable:<br>**A** púrpura rojizo, púrpura, púrpura azulado<br>**B** azul purpúreo, azul, azul verdoso<br>**D** azul-verde<br>**G** verde azulado, verde, verde-amarillento<br>**K** amarillo-verde<br>**L** anaranjado, anaranjado-rosa<br>**R** anaranjado-rojizo, rojo, rosa, rosa-purpúreo, rojo-purpúreo, rojo-púrpura<br>**Y** amarillo-verdoso, amarillo, anaranjado-amarillento<br>**W** indica el fósforo de tubo de imagen de televisión "blanco standard"<br>**X** indica pantallas tricolor<br>La segunda letra es una letra de serie para indicar otras diferencias específicas en las propiedades de la pantalla.<br>Descripción de persistencia<br>(Tiempo para disminuir al 10% de la emisión luminosa inicial)<br>menos de 1 $\mu s$ — muy corta; 1 ms a 100 ms — media<br>1 $\mu s$ a 10 $\mu s$ — corta; 100 ms a 1 s — larga<br>10 $\mu s$ a 1000 $\mu s$ — medio corta; más de 1 s — muy larga |

# GRUPOS DE LETRAS ASIGNADOS A LOS FOSFOROS EXISTENTES

| *Denominación* *Nueva* | *Antigua* | *Número E.I.A.* | *Color* *Fluorescencia* | *Fosforescencia* | *Persistencia (10%)* |
|---|---|---|---|---|---|
| BA | C | | Azul purpúreo | | Muy corta |
| BC | V | | Azul purpúreo | | |
| BD | A | | Azul | | Muy corta |
| BE | B | P11 | Azul | Azul | Medio corta |
| BF | U | | Azul | | Medio corta |
| GB | M | P32 | Azul purpúreo | Verde amarillento | Larga |
| GE | K | P24 | Verde | Verde | Corta |
| GH | H | P31 | Verde | Verde | Medio corta |
| GJ | G | P1 | Verde amarillento | Verde amarillento | Media |
| GK | G[1]) | | Verde amarillento | Verde amarillento | Media |
| GL | N | P2 | Verde amarillento | Verde amarillento | Medio corta |
| GM | P | P7 | Azul purpúreo | Verde amarillento | Larga |
| GN | J | | Azul | Verde | Medio corta |
| GP | | P2 | Verde azulado | Verde | Medio corta |
| GR | | P39 | Verde | Verde | Larga |
| GU | | | Blanco | Blanco | Muy corta |
| LA | D | | Anaranjado | Anaranjado | Media |
| LB | E | | Anaranjado | Anaranjado | Larga |
| LC | F | | Anaranjado | Anaranjado | Muy larga |
| LD | L | P33 | Anaranjado | Anaranjado | Muy larga |
| W | W | P4 | Blanco para tubos de imagen de TV | | |
| X | X | P22 | Tricolores para tubos de imagen de TV | | |
| YA | Y | | Anaranjado/ amarillento | Anaranjado/ amarillento | Media |

[1]) Usado para TV en color.

# TUBOS DE RAYOS CATODICOS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras (por ejemplo: DG13-2, MW31-16).

Primera letra: indica el método de enfoque y desviación.
Segunda letra: indica las propiedades de la pantalla.
Primer grupo de cifras: indica las dimensiones de la pantalla.
Segundo grupo de cifras: indica un número de serie.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

*Primera letra*

A —Enfoque electrostático y desviación electromagnética.
D —Enfoque electrostático y desviación electrostática en dos direcciones.
M—Enfoque electromagnético y desviación electromagnética.

*Segunda letra*

Indica las propiedades del fósforo de la pantalla.

*Primer grupo de cifras*

Para los tubos circulares : diámetro de la pantalla en cm.
Para los tubos rectangulares: diagonal de la pantalla en cm.

*Segundo grupo de cifras*—

Número de serie.

# ETAPAS DE SALIDA DE AUDIO CON CIRCUITOS INTEGRADOS

*La aplicación de los nuevos circuitos integrados para etapas de salida de audio permite la simplificación del montaje y la obtención de múltiples e importantes ventajas en lo que a funcionamiento y rendimiento se refiere.*

En las siguientes páginas presentamos los circuitos básicos de aplicación de los circuitos integrados TCA160, TCA760, TDA1004 y TDA2610 a las etapas de salida de audiofrecuencia.

Los circuitos integrados TCA160 y TCA760 son adecuados para potencias de salida moderadas y han sido diseñados para ser empleados tanto en equipos alimentados por medio de batería como por la red eléctrica. Gracias a sus especiales características (estabilización, compensación de temperatura, realimentación de 20 dB) ofrecen las siguientes ventajas:

—distorsión cruzada despreciable en todo el margen de tensión de alimentación, y
—pequeña corriente de reposo, que no requiere ajute exterior.

Otras características son:

—bajo ruido de salida,
—elevada corriente de pico (1 A),
—elevadas tensiones de alimentación sin carga,
—elevada ganancia (lazo cerrado 50 dB para realimentación de 20 dB),
—funcionamiento seguro con respecto a segunda ruptura,
—elevado rechazo de zumbido,
—pequeña tensión de ruido a la salida, y
—circuito de estabilización interno

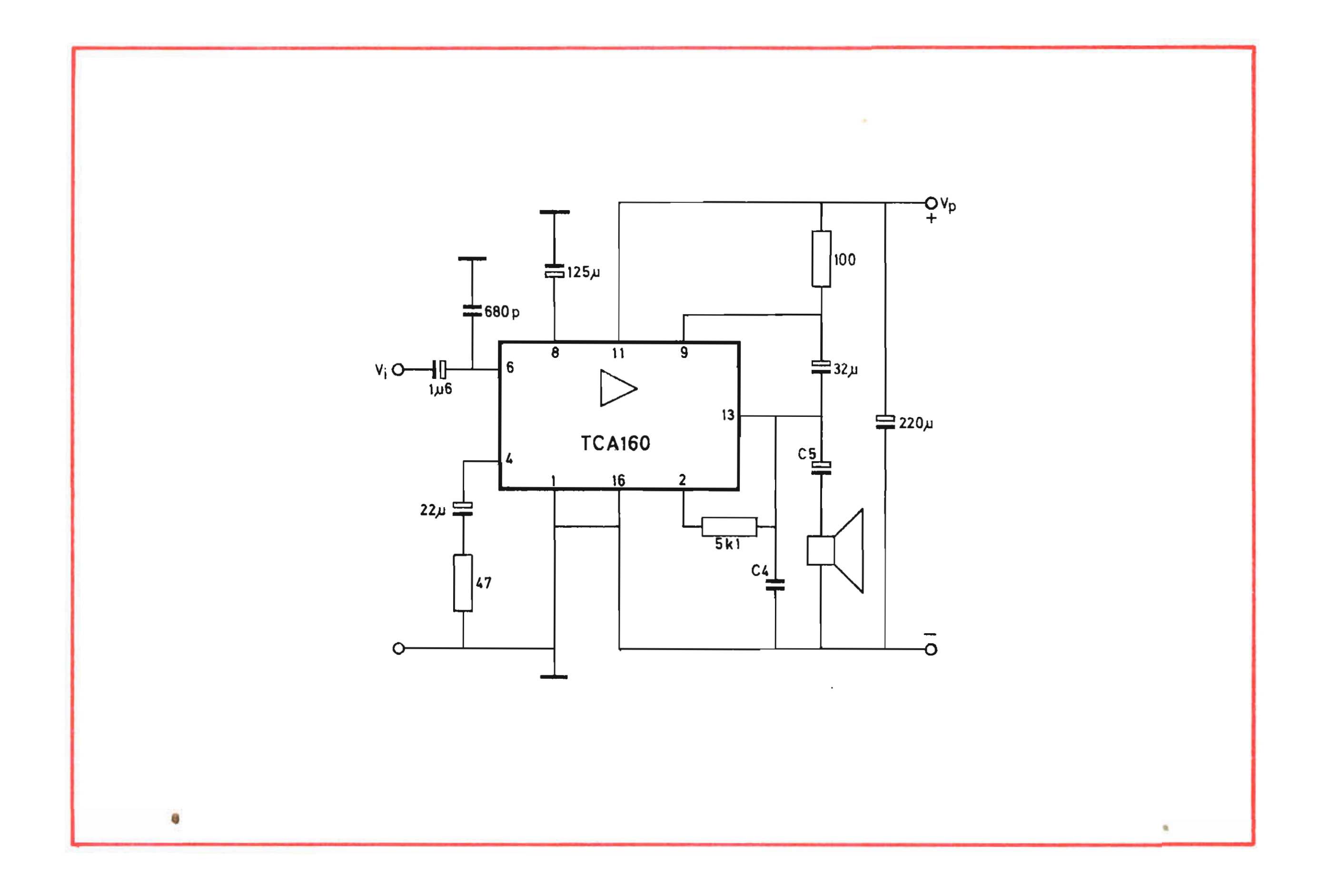
El circuito integrado TDA1004, especialmente diseñado para autorradio, puede ser empleado también en tocadiscos, etc. Puede suministrar una potencia de 6 vatios. Se caracteriza por:

—protección térmica y contra cortocircuitos continuos de la impedancia de carga,
—tensión de alimentación reversible hasta 13 V,
—secciones preamplificador y de salida separadas,
—requiere pocos componentes exteriores,
—excelente rechazo de ondulaciones de la alimentación, e
—impedancia de entrada baja.

El circuito integrado TDA2610, aunque específicamente diseñado para secciones de audio en receptores de televisión, puede ser empleado en tocadiscos y otros equipos de audio. Como características especiales destacamos:

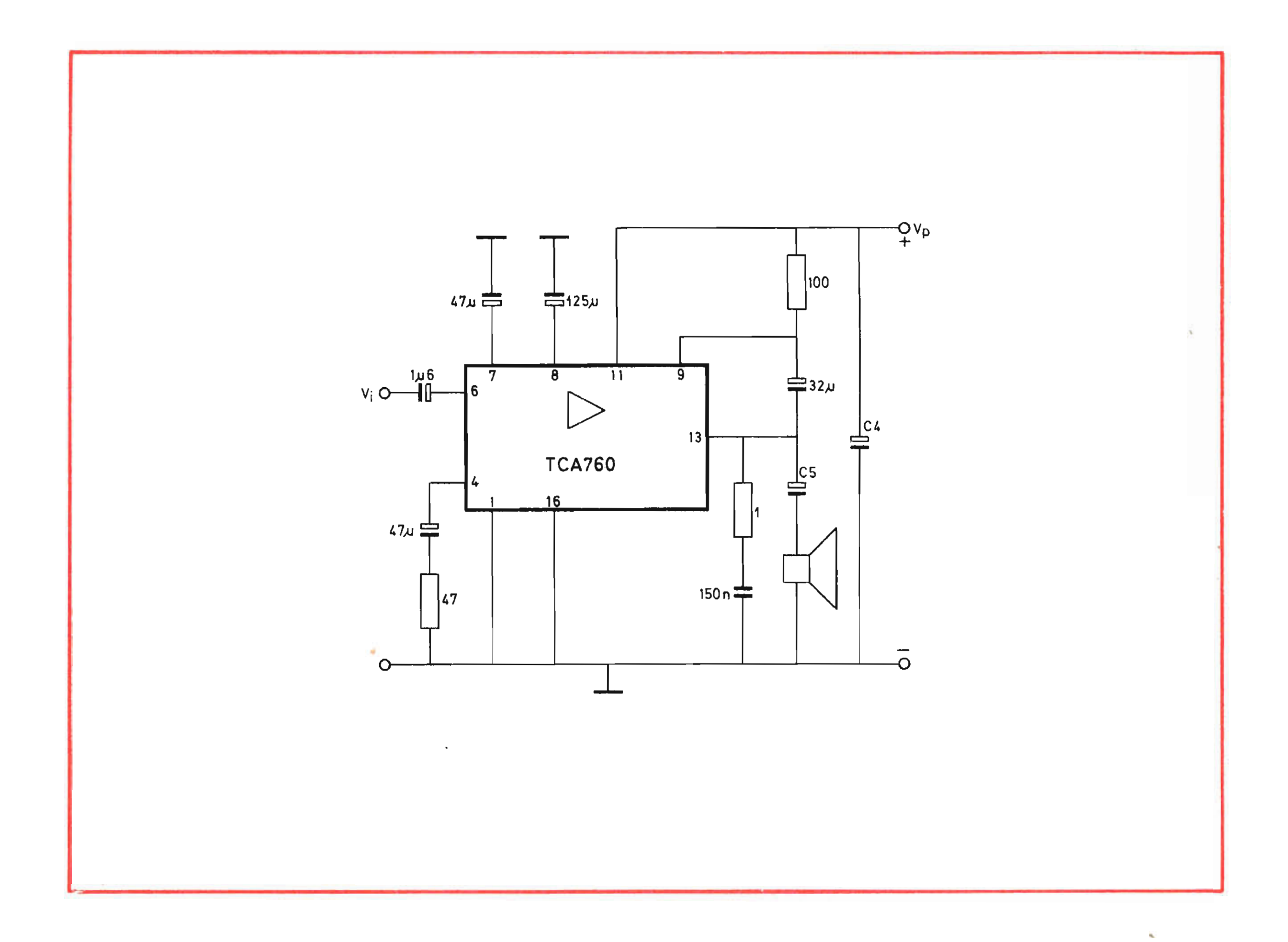
—protección térmica y contra cortocircuitos continuos en la impedancia de carga,
—funcionamiento con amplio margen de tensiones de alimentación hasta 35 V, y
—requiere pocos componentes exteriores

**Etapa de salida de audio con circuito integrado TCA160**



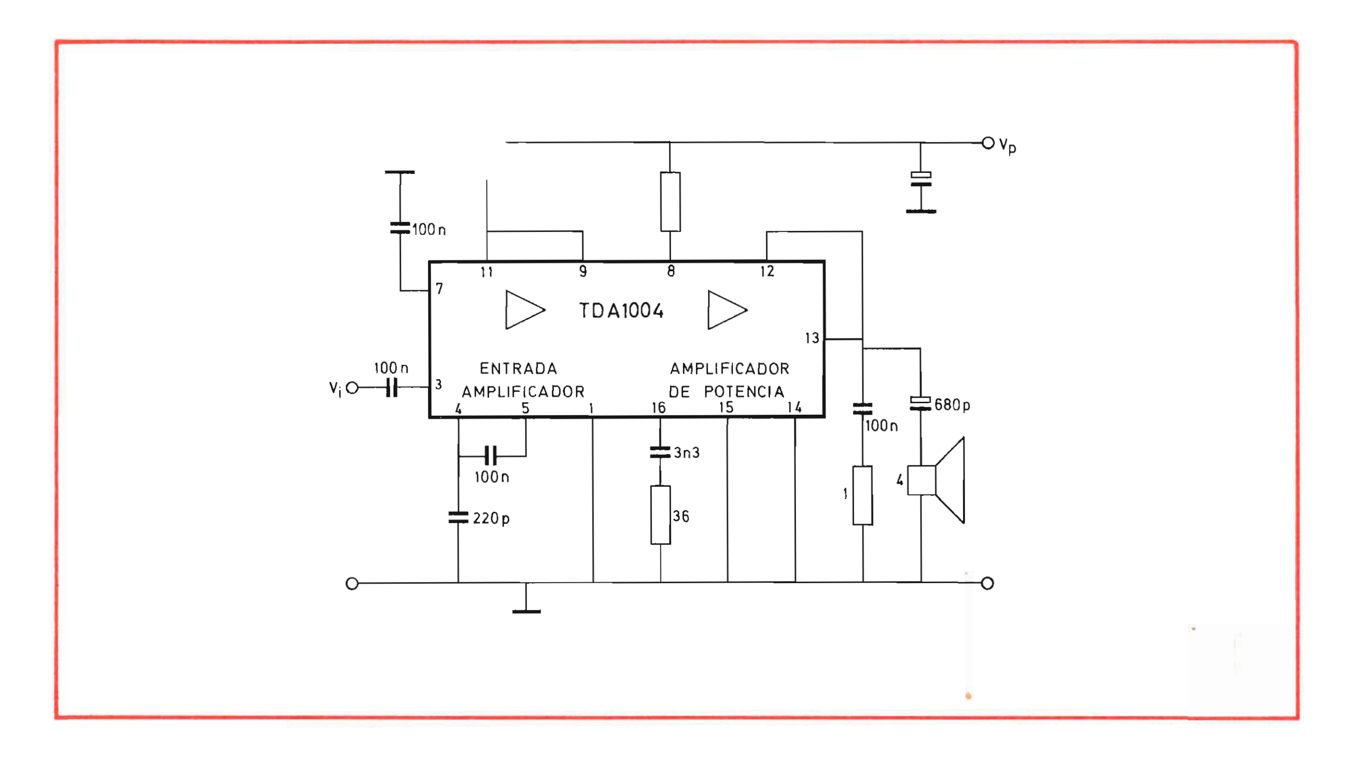

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Tensión de alimentación ($V_{11-16}$) ..... | 7,5 | 9 | 9 | 12 | 12 | 14 | V |
| Impedancia de carga | 4 | 4 | 8 | 4 | 8 | 8 | Ω |
| Potencia de salida ... | 1,2 | 1,6 | 1,3 | 2,7 | 2,2 | 2,8 | W |
| Potencia de salida (d= = 10 %) .......... | 1,1 | 1,5 | 1,2 | 2,5 | 2,0 | 2,6 | W |
| Sensibilidad | | | | | | | |
| para 50 mW ..... | 1,4 | 1,4 | 2 | 1,4 | 2,0 | 2,0 | mV |
| para d= 10 %... | 7,3 | 8,0 | 10 | 10,0 | 13,0 | 14,0 | mV |
| Consumo de corriente para máxima potencia de salida ...... | 225 | 300 | 190 | 390 | 250 | 275 | mA |
| Corriente de reposo .. | 8,1 | 8,7 | 8,7 | 8,6 | 8,6 | 8,6 | mA |
| Versión recomendada | TCA160B | TCA160C | TCA160B | TCA160C | TCA160C | TCA160C | — |
| Valores de C4 ....... | 330 | 330 | 150 | 330 | 150 | 150 | nF |
| Valores de C5 ....... | 1000 | 1000 | 470 | 1000 | 470 | 470 | µF |
| Impedancia de entrada ............ | 15 | 15 | 15 | 15 | 15 | 15 | kΩ |
| Respuesta de frecuencia .............. | | | 145 Hz | a | 110 kHz | | |

**Etapa de salida de audio con circuito integrado TCA760**

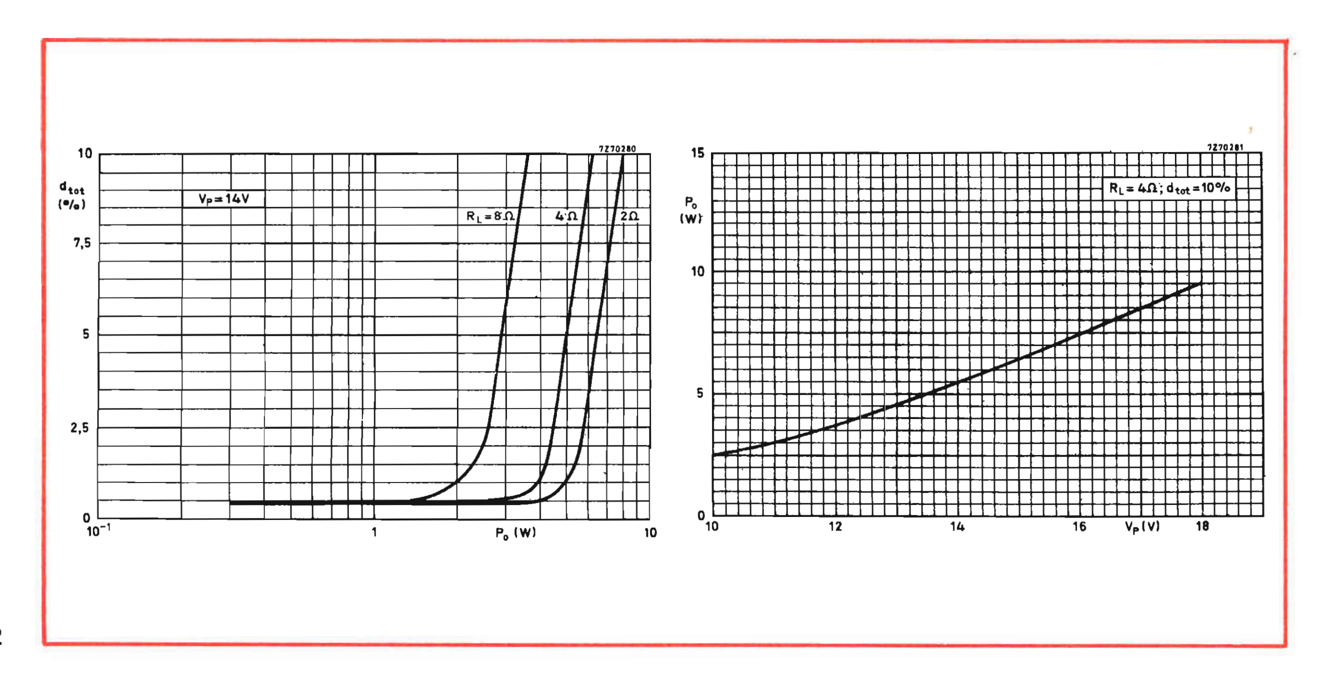



| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Tensión de alimentación ............. | 6 | 6 | 7,5 | 7,5 | 9 | 10 | V |
| Impedancia de carga | 4 | 8 | 4 | 8 | 8 | 8 | Ω |
| Potencia de salida ... | 0,66 | 0,48 | 1,1 | 0,8 | 1,2 | 1,5 | W |
| Potencia de salida (d= = 10 %) .......... | 0,62 | 0,46 | 1,0 | 0,78 | 1,1 | 1,45 | W |
| Sensibilidad | | | | | | | |
| para 50 mW ..... | 1,4 | 2,0 | 1,4 | 2,0 | 2,0 | 2,0 | mV |
| para d= 10 %... | 4,8 | 7,0 | 8,0 | 9,0 | 10,0 | 12,0 | mV |
| Consumo de corriente para máxima potencia de salida ...... | 185 | 125 | 225 | 165 | 190 | 215 | mA |
| Corriente de reposo .. | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | 10 | mA |
| Valores de C4....... | 470 | 220 | 470 | 220 | 220 | 220 | µF |
| Valores de C5....... | 1000 | 470 | 1000 | 470 | 470 | 470 | µF |
| Impedancia de entrada.............. | 15 | 15 | 15 | 15 | 15 | 15 | kΩ |

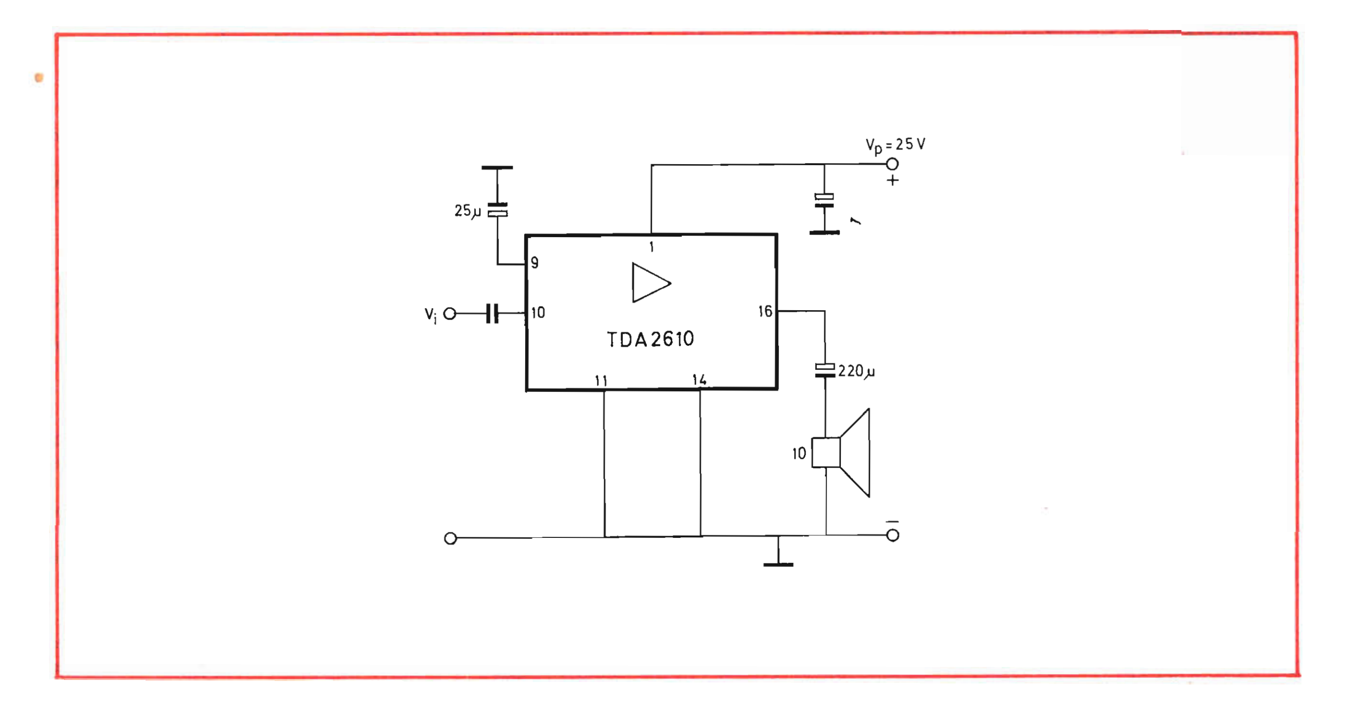
**Etapa de salida de audio con circuito integrado TDA1004**



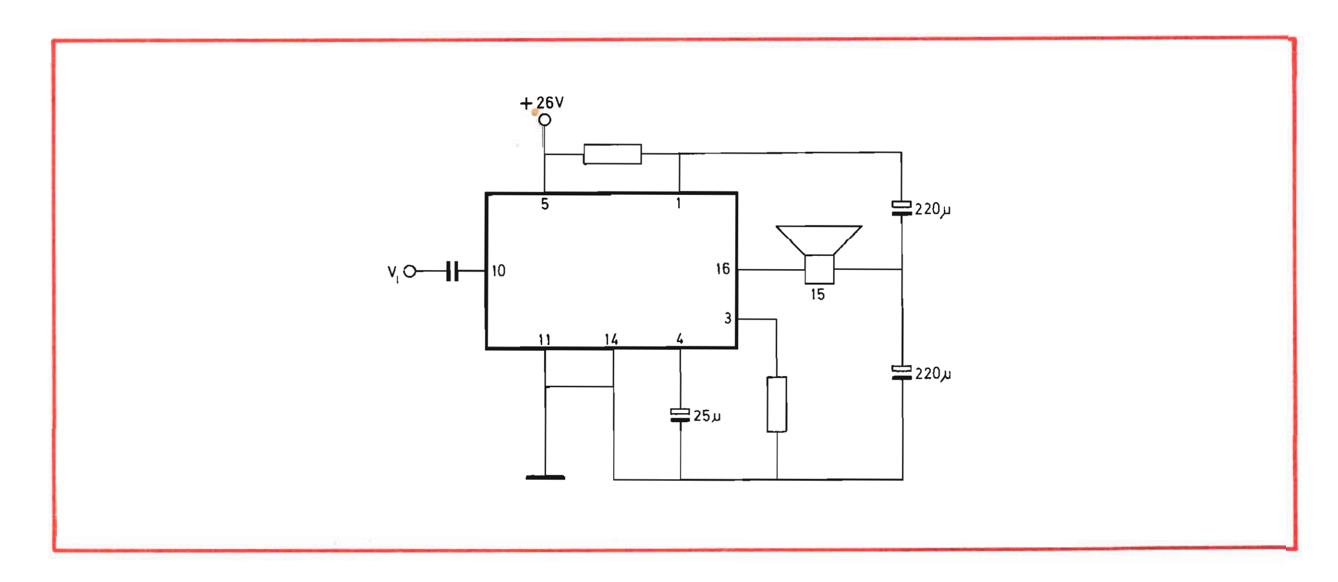

| | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Tensión de alimentación ............ | 14 | 10 | 12 | 14 | 16 | 14 | V |
| Impedancia de carga | 8 | 4 | 4 | 4 | 4 | 2 | Ω |
| Potencia de salida (d= = 10 %) .......... | 3 | 3 | 4,5 | 6 | 8 | 10 | W |



**Etapas de salida de audio con circuito integrado TDA2610**




| | |
|---|---|
| Potencia de salida (d= 10 %) ........... | 7 W |
| Corriente de salida (pico repetitivo)...... | 1,2 A |
| Tensión de entrada para P= 4 W ....... | 90 mV |
| Corriente de reposo total .............. | 22 mA |




| | |
|---|---|
| Potencia de salida (d= 10 %) ........... | 4 W |
| Corriente de salida (pico repetitivo)...... | 0,8 A |
| Tensión de entrada para máxima potencia de salida ...................... | 100 mV |
| Impedancia de entrada................ | 45 kΩ |

## CODIGOS DE DESIGNACION DE TIPO PARA SEMICONDUCTORES

Este código de designación de tipo se refiere a todos los elementos semiconductores con o sin uniones y a los dispositivos múltiples.

Un dispositivo múltiple se define como una combinación de dispositivos activos similares o no, contenida en una cápsula común que no puede desmontarse y que todos los electrodos de los dispositivos individuales son accesibles desde el exterior.

Múltiples de dispositivos similares así como múltiples consistentes en un dispositivo principal y otro auxiliar se designan de acuerdo con el código para dispositivos discretos que se describe más abajo.

Los múltiples de dispositivos no similares de distinta naturaleza se designan con la segunda letra G.

La designación de tipo consta de:

DOS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

*La primera letra* distingue entre dispositivos con uniones y sin uniones e indica el material semiconductor utilizado.

A. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 0,6 a 1,0 eV, tales como germanio
B. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,0 a 1,3 eV, tales como silicio
C. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de 1,3 eV en adelante, tales como arseniuro de galio
D. Dispositivos con una o más uniones, que utilizan materiales con un margen de banda de menos de 0,6 eV, tales como antimoniuro de indio
R. Dispositivos sin uniones, que utilizan materiales como los empleados en generadores Hall y células fotoconductoras

*La segunda letra* indica esencialmente la aplicación principal o aplicación principal y construcción en el caso que se requiera una mayor diferenciación.

A. Diodo detector, diodo de alta velocidad, diodo mezclador
B. Diodo de capacidad variable
C. Transistor para aplicaciones de A.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
D. Transistor de potencia para aplicaciones de A.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
E. Diodo túnel
F. Transistor para aplicaciones de R.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
G. Múltiple de dispositivos no similares
H. Sonda de campo
K. Generador Hall en un circuito magnético abierto, por ejemplo, sonda de magnetograma o de señal
L. Transistor de potencia para aplicaciones de R.F. ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
M. Generador Hall en un circuito magnético cerrado excitado eléctricamente, por ejemplo, multiplicador o modulador Hall
P. Elemento sensible a radiaciones
Q. Elemento generador de radiaciones
R. Dispositivo de control y conmutación disparado eléctricamente, con una característica de ruptura ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
S. Transistor de potencia para aplicaciones de conmutación ($R_{th\ j\text{-}mb} > 15°C/W$)
T. Dispositivo de potencia para control y conmutación disparado eléctricamente o por medio de la luz, que tiene una característica de ruptura ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
U. Transistor de potencia para aplicaciones de conmutación ($R_{th\ j\text{-}mb} \leq 15°C/W$)
X. Diodo multiplicador, p.e. varáctor, de recuperación por pasos
Y. Diodo rectificador, diodo recuperador, diodo de eficiencia
Z. Diodo de referencia de tensión o regulador de tensión

*El número de serie* está formado por:

Tres cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para uso principalmente en aparatos domésticos.

Una letra y dos cifras para los dispositivos semiconductores diseñados para uso principalmente en equipo profesional.

EJEMPLOS

**AF139** Transistor de R.F. de germanio destinado principalmente a aplicaciones de "entretenimiento".

**BYX27** Diodo rectificador de silicio destinado principalmente a aplicaciones "industriales".

### DESIGNACIÓN DE TIPO PARA UNA SERIE DE DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES

La designación de tipos de una serie de variantes de:
1. diodos de referencia de tensión o diodos reguladores de tensión
2. diodos rectificadores
3. tiristores

que pertenecen claramente a un tipo básico puede designarse por un sufijo que esté separado de la parte básica por un guión (–).

*La parte básica*, que es igual para toda la serie, está de acuerdo con el código de designación para dispositivos discretos.

*El sufijo* consta de:

1. *para los diodos de referencia de tensión o reguladores de tensión*:
   una letra seguida de la tensión zener típica y donde convenga la letra R.
   La primera letra indica la tolerancia nominal de la tensión zener en %.
   A=1%; B=2%; C=5%; D=10%; E=15%.
   La tensión zener típica está referida a la corriente nominal especificada para toda la serie. Se usa la letra V en el lugar de la coma decimal.
2. *para diodos rectificadores*
   un número y, donde sea adecuado, la letra R.
   La letra R indica la polaridad inversa (ánodo a cápsula). La polaridad normal (cátodo a cápsula) y las ejecuciones simétricas no se indican especialmente.
   El número indica generalmente la tensión inversa de cresta máxima recurrente.
   Para los tipos de avalancha controlada indica la tensión inversa máxima de cresta activada.
3. *para tiristores*
   un número y, donde sea adecuado, la letra R
   El número indica generalmente la tensión inversa máxima de cresta recurrente o la tensión máxima de cresta recurrente no activada, la que sea menor de ambas.
   Para los tipos de avalancha controlada se indica la tensión inversa máxima de cresta activada.

EJEMPLOS

**BZY88 serie** Serie de diodos de silicio reguladores de tensión para aplicaciones industriales.

**BZY88-C9V1** El tipo particular en la serie con una tensión zener típica de 9,1 V ±5%.

**BXY13-1200** El tipo particular de polaridad normal en la serie BYX13 con una tensión inversa máxima de cresta recurrente de 1200 V.

### DESIGNACIÓN DE TIPO PARA CONJUNTOS RECTIFICADORES SEMICONDUCTORES

La designación de tipo consta de:

TRES LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

*Las primeras dos letras* indican el tipo de conjunto.

OS. Denota un conjunto de diodos rectificadores semiconductores.
OT. Denota un conjunto de semiconductores en el que también se usan tiristores.

*La tercera letra* indica el tipo de circuito:

A. Monofásico en media onda
B. Bifásico en media onda
C. Trifásico en media onda (trifásico en estrella)
D. Tetrafásico en media onda (tetrafásico en estrella)
E. Hexafásico en media onda (hexafásico en estrella)
F. Trifásico en doble Y con transformador entre fases
H. Monofásico en onda completa (monofásico en puente)
J. Monofásico en puente amplificador magnético
K. Trifásico en onda completa (trifásico en puente)
L. Tetrafásico en onda completa (tetrafásico en puente)
M. Doblador de tensión (la mitad de un monofásico en onda completa)
S. Varios (tales como combinaciones de diodos sencillos y componentes pasivos).

El número de serie es seguido a veces por una letra sufija para la indicación de variante.

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A01 | AF126 | AAY49 | (AAZ17) | AC155 | AC125 | AD136 | (ASZ18) |
| A2K4 | BY126 | AAY53 | (OA90) | AC156 | AC126 | AD138 | ASZ16 |
| A2K5 | BY127 | AAY54 | (OA90) | AC157 | AC127 | AD138/50 | ASZ18 |
| A2K9 | BY127 | AAY55 | (OA90) | AC159 | AC126 | AD139 | AD162 |
| A13F2 | BY126 | AAZ12 | BAX13 | AC160 | AC125 | AD142 | (ASZ15) |
| A23M | BY239-600 | AAZ13 | (AAZ18) | AC161 | (AC125) | AD143 | (ASZ16) |
| A23N | BY239-800 | AC30 | (ASY77) | AC162 | AC126 | AD145 | (ASZ16) |
| A23P | BY239-100 | AC76 | AC126 | AC163 | AC128 | AD148 | (AD162) |
| A28B | BY30-200 | AC105 | AC128 | AC165 | AC125 | AD152 | (AD162) |
| A28C | BY30-300 | AC106 | AC128 | AC166 | AC128 | AD155 | AD162 |
| A28D | BY30-400 | AC107 | (AC125) | AC167 | AC128 | AD156 | AD161 |
| A70M | BY30-600 | AC108 | AC126 | AC168 | AC127 | AD157 | AD162 |
| A70N | BY30-800 | AC109 | AC125 | AC169 | AC125 | AD159 | (ASZ17) |
| A70P | BY30-1000 | AC110 | AC126 | AC170 | AC126 | AD160 | ASZ16 |
| A344 | BC108 | AC113 | AC125 | AC171 | AC126 | AD163 | (ASZ15) |
| A345 | BC108 | AC114 | AC128 | AC172 | AC127 | AD164 | (AD162) |
| A346 | BC108 | AC115 | (AC126) | AC173 | AC132 | AD165 | AD161 |
| A1380 | BC109 | AC116 | (AC126) | AC174 | AC128 | AD166 | (ASZ18) |
| A2E5 | BY126 | AC117 | AC126/01 | AC175 | AC187/01 | AD167 | (ASZ18) |
| A2E9 | BY126 | AC118 | AC128 | AC176 | AC187 | AD169 | AD162 |
| A2K4 | BY127 | AC119 | AC128 | AC177 | AC128 | ADY22 | ASZ15 |
| A2K5 | BY127 | AC120 | AC128 | AC178 | AC128/01 | ADY25 | ASZ18 |
| A2K9 | BY127 | AC121 | AC128 | AC179 | AC187/01 | ADY28 | ASZ15 |
| A7D | BY126 | AC122 | AC125 | AC180 | AC128 | AF44 | AF126 |
| AA111 | AA119 | AC123 | AC126 | AC180K | AC128/01 | AF27 | AC127 |
| AA112 | (AA119) | AC124 | (AC128/01) | AC181 | AC127 | AF101 | AC125 |
| AA113 | (AA119) | AC125 | AC126 | AC182 | AC126 | AF102 | (AF139) |
| AA114 | (AA119) | AC126 | AC125 | AC183 | AC127 | AF105 | AF126 |
| AA116 | OA90 | AC127 | AC187 | AC184 | AC128 | AF106 | AF139 |
| AA117 | OA95 | AC127/01 | AC187/01 | AC185 | AC127 | AF107 | AF239 |
| AA118 | OA95 | AC128 | AC188 | AC186 | (AC187/01) | AF108 | AF239 |
| AA121 | AA119 | AC128/01 | AC188/01 | AC187 | (AC127) | AF109 | AF139 |
| AA123 | (OA90) | AC128A | AC188 | AC187/01 | AC127/01 | AF109R | AF239 |
| AA130 | OA90 | AC128K | AC128/01 | AC187K | AC187/01 | AF110 | AF124 |
| AA131 | AA119 | AC129 | 2N1307 | AC188 | (AC128) | AF111 | AF127 |
| AA132 | OA95 | AC130 | (ASY73) | AC188/01 | AC128/01 | AF112 | AF126 |
| AA133 | (OA95) | AC131 | (AC128) | AC188K | AC188/01 | AF113 | AF125 |
| AA134 | (OA95) | AC132/03 | AC132 | AC191 | (AC125) | AF114 | AF124 |
| AA135 | (AAZ18) | AC134 | AC132 | AC192 | (AC125) | AF115 | AF125 |
| AA136 | (AAZ17) | AC135 | AC132 | AC193 | AC188/01 | AF116 | AF126 |
| AA137 | AA119 | AC136 | AC132 | AC194 | AC187/01 | AF117 | AF127 |
| AA138 | (OA95) | AC137 | AC126 | ACY16 | (AC128/01) | AF119 | AF127 |
| AA139 | AAZ18 | AC138 | AC126 | ACY19 | 2N2904A | AF120 | AF126 |
| AA140 | (OA90) | AC139 | AC128 | ACY20 | (ASY80) | AF121 | AF124 |
| AA142 | (AA119) | AC141 | AC127 | ACY21 | (ASY80) | AF122 | (AF139) |
| AA143 | AA119 | AC141/01 | AC127/01 | ACY22 | (ASY80) | AF124 | AF125 |
| AA144 | AAZ15 | AC141K | AC127/01 | ACY23 | AC132 | AF125 | AF124 |
| AA200 | BY126 | AC142 | AC128 | ACY24 | (ASY77) | AF126 | AF127 |
| AAY11 | OA95 | AC142/01 | AC128/01 | ACY27 | ASY29 | AF127 | (AF126 |
| AAY12 | (AAZ15) | AC142K | AC128/01 | ACY28 | ASY26 | AF128 | ASY27 |
| AAY13 | (AAZ17) | AC150 | AC125 | ASY29 | ASY27 | AF129 | AF124 |
| AAY15 | BAX13 | AC151 | (AC125) | ASY30 | ASY27 | AF130 | AF124 |
| AAY27 | (AAZ17) | AC151 IV | (AC125) | ASY32 | ASY26 | AF131 | AF125 |
| AAY28 | (AAZ15) | AC151 V | (AC126) | ASY33 | AC128 | AF132 | AF126 |
| AAY30 | (AAZ17) | AC151 VI | (AC126) | ACY38 | (AC125) | AF133 | AF127 |
| AAY32 | (AAZ17) | AC151 VII | (AC126) | ACY40 | AC132 | AF134 | (AF124) |
| AAY33 | (AAZ18) | AC152 | AC132 | ACZ10 | AC128/01 | AF135 | (AF125) |
| AAY41 | (AAZ18) | AC153 | AC128 | AD50 | (ASZ17) | AF136 | (AF126) |
| AAY47 | BAV10 | AC153K | (AC128 01) | AD131 | ASZ15 | AF137 | (AF126) |
| AAY49 | BAV10 | AC154 | AC128 | AD132 | (ASZ18) | AF137S | (AF127) |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| AF138 | (AF126) | AM12 | AF127 | AUY32 | ASZ16 | BA186 | (BA145) |
| AF139 | (AF239) | AM13 | AF125 | AUY33 | ASZ16 | BA187 | 1N4151 |
| AF142 | AF124 | AM14 | AF127 | AUY34 | (ASZ15) | BA188 | (BAX18) |
| AF143 | AF125 | AM15 | AF124 | AUY35 | (ASZ16) | BA189 | (BAX16 |
| AF144 | AF124 | AM16 | AF127 | AUY37 | (ASZ15) | BA190 | (BAX17) |
| AF146 | AF127 | AM18 | (AF219) | AUY38 | ASZ15 | BA195 | (BAX17) |
| AF147 | AF127 | AM51 | AC125 | B2E5 | BY126 | BA209 | (BAW62) |
| AF148 | (AF126) | AM52 | (AC132) | B2E9 | BY126 | BA211 | (BAX13) |
| AF149 | AF126 | AM53 | (AC132) | B2K5 | BY127 | BA214 | (BAX13) |
| AF150 | AF127 | AM54 | AC126 | B2K9 | BY127 | BAV17 | (BAX18) |
| AF156 | AF127 | AM71 | (AC188) | B12-40 | BLW60 | BAW10 | BAX16 |
| AF164 | AF124 | AM72 | (AC187) | B1022 | AC128 | BAW21 | BAX16 |
| AF165 | AF124 | AM73 | AC126 | BA101 | (BA102) | BAW24 | (BAV10) |
| AF166 | AF125 | AM74 | (AC188) | BA103 | (BAX16) | BAW25 | (BAV10) |
| AF167 | AF124 | AM94 | (ASZ16) | BA104 | (BAX16) | BAW26 | BAV10 |
| AF168 | AF126 | AM111 | (ASZ18) | BA105 | (BA145) | BAW27 | (BAV10) |
| AF169 | (AF124) | AM114 | (ASZ18) | BA108 | BAX18 | BAW30 | BAV45 |
| AF170 | AF126 | ASY12 | ASY80 | BA109 | BA102 | BAW33 | (BAX12) |
| AF17 | AF126 | ASY13 | ASY76 | BA110 | BB105G | BAW43 | BAX15 |
| AF172 | AF126 | ASY14 | ASY77 | BA111 | BA102 | BAW45 | BAX16 |
| AF178 | (AF139) | ASY23 | ASY77 | BA112 | BA216 | BAW57 | (BAX12) |
| AF179 | AF124 | ASY24 | (ASY80) | BA114 | BA216 | BAW57N | (BAX12) |
| AF180 | AF239 | ASY24B | (ASY76) | BA116 | AA119 | BAX20 | (BAV10) |
| AF181 | AF139 | ASY26 | (ASY27) | BA119 | BA102 | BAX21 | (BAV10) |
| AF182 | AF139 | ASY27 | (ASY26) | BA120 | BB105G | BAX22 | BAX16 |
| AF185 | AF124 | ASY28 | (ASY29) | BA121 | BB106 | BAX25 | (BAX13) |
| AF186 | AF239 | ASY29 | (ASY28) | BA124 | BA102 | BAX26 | (BAX13) |
| AF189 | AF124 | ASY30 | (ASY80) | BA125 | BA102 | BAX27 | (BAV10) |
| AF193 | (AF124) | ASY31 | (ASY26) | BA127 | BAX16 | BAX78 | BAV10 |
| AF195 | AF125 | ASY32 | (ASY27) | BA128 | BAX16 | BAX84 | 1N4150 |
| AF196 | AF126 | ASY48 | (ASY77) | BA129 | BA148 | BAX88 | BA100 |
| AF197 | AF127 | ASY50 | (ASY80) | BA130 | BAX13 | BAX90 | BA100 |
| AF198 | AF127 | ASY54 | ASY26 | BA136 | BA182 | BAY14 | (BYX10) |
| AF200 | (AF124) | ASY55 | ASY27 | BA137 | BAX16 | BAY15 | (BYX10) |
| AF201 | (AF124) | ASY56 | ASY26 | BA139 | BB105G | BAY16 | (BYX10) |
| AF201S | (AF124) | ASY57 | ASY26 | BA140 | BB105G | BAY17 | (BAV10) |
| AF202 | AF124 | ASY58 | ASY27 | BA141 | BB105A | BAY18 | (BAV10) |
| AF240 | AF239 | ASY59 | ASY27 | BA142 | BB105G | BAY19 | (BAX16) |
| AF251 | (AF239) | ASY61 | ASY28 | BA143 | BAX13 | BAY20 | (BAX16) |
| AF252 | AF239 | ASY62 | ASY29 | BA147 | BAX16 | BAY21 | (BAX145) |
| AF253 | (AF139) | ASY70 | (ASY80) | BA147/50 | (BAX13) | BAY21S | BY126 |
| AF256 | (AF139) | ASY81 | ASY77 | BA147/150 | (BAX16) | BAY23 | (BYX10) |
| AF257 | AF139 | ASZ10 | (ASY80) | BA147/230 | (BAX17) | BAY24 | (BYX10) |
| AF264 | AF139 | ASZ11 | (ASY26) | BA147/300 | (BAX145) | BAY25 | (BYX10) |
| AF267 | AF367 | ASZ12 | (ASY26) | BA149 | (BB105G) | BAY31 | (BAX13) |
| AF269 | AF369 | ASZ20 | (ASY80) | BA150 | (BA102) | BAY32 | BAX16 |
| AF279 | AF367 | ASZ1015 | ASZ15 | BA152 | (BA182) | BAY33 | BAX16 |
| AF280 | AF367 | ASZ1016 | ASZ16 | BA161 | BB105A | BAY36 | BAV10 |
| AFY12 | (AF139) | ASZ1017 | ASZ17 | BA162 | (BB105G) | BAY38 | BAW62 |
| AFY13 | (AF124) | ASZ1018 | ASZ18 | BA163 | (BB113) | BAY39 | BAX16 |
| AFY14 | (ASY27) | AT270 | ASY26 | BA164 | BAX13 | BAY41 | (BAV10) |
| AFY15 | (AF126) | AT275 | ASY26 | BA170 | BAV10 | BAY42 | (BAV10) |
| AFY29 | (AF126) | AUY19 | ASZ16 | BA173 | (BA145) | BAY43 | BAV10 |
| AFY41 | (AF239) | AUY20 | ASZ15 | BA174 | (BA182) | BAY44 | BAX16 |
| AFZ11 | (AF139) | AUY21 | (ASY15) | BA175 | (BAV10) | BAY45 | (BAX16) |
| AFZ12 | (AF139) | AUY22 | (ASZ15) | BA176 | OA91 | BAY46 | (BAX13) |
| AL100 | ASZ15 | AUY28 | (ASZ15) | BA177 | (BA182) | BAY52 | BAX16 |
| AL102 | ASZ15 | AUY29 | ASZ16 | BA179 | OA200 | BAY60 | 1N4151 |
| AL103 | ASZ15 | AUY30 | ASZ15 | BA184 | (BA145) | BAY63 | (BAV10) |
| AM11 | AF126 | AUY31 | ASZ16 | BA185 | BA182 | BAY67 | (BAV10) |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BAY68 | (BAV10) | BC148 | (BC548) | BC260 | BC178 | BC358 | BC548 |
| BAY69 | (BAV10) | BC149 | (BC549) | BC261 | BC177 | BC360-6 | 2N2904 |
| BAY71 | BAW62 | BC155 | (BC146) | BC266 | (BC177) | BC360-10 | 2N2905 |
| BAY72 | (BAV69) | BC156 | (BC146) | BC267 | BC337 | BC360-16 | 2N2905 |
| BAY73 | (BAV69) | BC157 | (BC177) | BC268 | BC338 | BC361-6 | 2N2904A |
| BAY74 | (BAW62) | BC158 | (BC178) | BC269 | BC338 | BC361-10 | 2N2905A |
| BAY77 | (BAV10) | BC159 | BC179 | BC270 | BC338 | BC381 | BC328 |
| BAY78 | (BAX12) | BC160 | (BFS94) | BC271 | (BC338) | BC389 | BC547 |
| BAY82 | (BAX13) | BC161 | BD138 | BC272 | (BC337) | BC390 | BC549 |
| BAY86 | (BAX18) | BC167 | BC547 | BC280 | BC107) | BC391 | BC549 |
| BAY87 | (BAX12) | BC168 | BC548 | BC281A | BC177 | BC395 | BC639 |
| BAY88 | (BAX16) | BC169 | BC549 | BC281B | BC177 | BC396 | BC640 |
| BAY89 | (BYX10) | BC170 | BC548 | BC281C | BC337 | BC397 | 2N2904A |
| BAY90 | (BYX10) | BC171 | BC547 | BC282 | 2N2483 | BC398 | 2N2218A |
| BAY91 | (BYX10) | BC172 | BC548 | BC283 | 2N2906 | BC400 | BC640 |
| BAY92 | (BYX10) | BC173 | BC549 | BC284 | BC107 | BC404 | BC640 |
| BAY93 | (BYX10) | BC174A | 2N2219A | BC285 | BD115 | BC405 | BC638 |
| BAY94 | (BAV10) | BC174B | 2N2219A | BC286 | BD139 | BC406 | BC136 |
| BAY95 | (BAV10) | BC177 | (BC557) | BC287 | BD138 | BC407 | (BC547) |
| BAY96 | BAY96 | BC178 | (BC558) | BC288 | BFY55 | BC408 | (BC548) |
| BAY98 | BAX16 | BC179 | (BC559) | BC289 | BC107 | BC409 | (BC549) |
| BAY99 | BAX16 | BC180 | (BC547) | BC293 | (BFX34) | BC413 | BC547 |
| BAY103 | (BB110G) | BC181 | (BC557) | BC294 | BC638 | BC414 | BC557 |
| BB100 | (BB105G) | BC185 | 2N2219 | BC295 | BC548 | BC415 | BC557 |
| BB100G | (BB105G) | BC186 | BC177 | BC297 | (BC327) | BC416 | BC557 |
| BB121 | (BB106) | BC187 | BC177 | BC298 | (BC328) | BC417 | (BC357) |
| BB141 | (BB105A) | BC190A | BC637 | BC300 | BD139 | BC418 | (BC558) |
| BB142 | (BB105G) | BC190B | BC637 | BC301 | BD139 | BC419 | (BC559) |
| BC26 | BC179 | BC192 | (BC328) | BC302 | BSX59 | BC425 | BC337 |
| BC100 | (BD115) | BC194 | (BC337) | BC303 | BD140 | BC427 | BC327 |
| BC107 | (BC147) | BC196 | (BC200) | BC304 | BC640 | BC437 | BC547 |
| BC108 | (BC148) | BC198 | (BC146) | BC307 | BC557 | BC438 | BC548 |
| BC109 | (BC149) | BC199 | (BC146) | BC308 | BC558 | BC439 | BC549 |
| BC110 | (BF177) | BC200 | (BC548) | BC309 | BC559 | BC467 | BC547 |
| BC111 | BC146 | BC201 | (BC200) | BC312 | BC639 | BC468 | BC548 |
| BC112 | BC146 | BC202 | (BC418) | BC315 | BC557 | BC469 | BC549 |
| BC116 | (BC327) | BC203 | (BC417) | BC317 | BC547 | BC477 | BC640 |
| BC117 | BF178 | BC204 | (BC417) | BC318 | BC548 | BC478 | BC557 |
| BC118 | (BC547) | BC206 | (BC419) | BC319 | BC549 | BC479 | BC557 |
| BC119 | BFY51 | BC207 | (BC407) | BC321 | BC558 | BC507 | BC639 |
| BC120 | BFY51 | BC208 | BC408 | BC325 | BC640 | BC508 | BC637 |
| BC125 | (BC337) | BC209 | BC409 | BC326 | BC640 | BC509 | BC637 |
| BC126 | (BC338) | BC210 | 2N2222 | BC327 | (BD136) | BC512 | BC327 |
| BC127 | 2N930) | BC211 | BSX61 | BC328 | (BD136) | BC513 | BC328 |
| BC128 | (BC140) | BC212 | BC557 | BD329 | BC637 | BC514 | BC328 |
| BC129 | (BC547) | BC213 | BC557 | BC330 | BC547 | BC546 | BC546 |
| BC130 | (BC548) | BC214 | BC557 | BC331 | BC637 | BC547 | (BC407) |
| BC131 | (BC549) | BC215 | BC327 | BC332 | BC547 | BC548 | (BC408) |
| BC137 | (BC327) | BC220 | BC548 | BC337 | (BD135) | BC549 | (BC409) |
| BC138 | 2N2219) | BC221 | (BC328) | BC338 | (BD135) | BC557 | (BC417) |
| BC139 | 2N2904 | BC222 | BC337 | BC340-6 | 2N2218A | BC558 | (BC418) |
| BC140 | (2N2219) | BC225 | (BC557) | BC340-10 | 2N2219A | BC559 | (BC419) |
| BC140-10 | BD228 | BC231 | BC327 | BC340-16 | 2N2219A | BC582 | (BC337) |
| BC140-16 | BD228 | BC232 | BC337 | BC342 | BC639 | BCW34 | (2N2222A) |
| BC141 | BD230 | BC237 | BC547 | BC343 | BC640 | BCW35 | (2N2907A) |
| BC142 | 2N2218A | BC238 | (BC548) | BC344 | BC639 | BCW36 | (2N2222A) |
| BC143 | 2N2905A | BC239 | (BC549) | BC345 | BC640 | BCW37 | (2N2907A) |
| BC144 | 2N2218A | BC254 | (BC639) | BC354 | BC558 | BCW46 | BC546 |
| BC145 | BF178 | BC255 | (BC337) | BC355 | BC558 | BCW47 | BC547 |
| BC147 | (BC547) | BC256A | BC177 | BC357 | BC559 | BCW48 | BC548 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BCW49 | BC549 | BD129 | BD232 | BD580 | BY127 | BF125 | (BF197) |
| BCW56 | BSS68 | BD130 | BD182 | BD595 | BDX77 | BF127 | (BF197) |
| BCW57 | BC557 | BD135 | BC337 | BD596 | BDX78 | BF131 | BF182 |
| BCW58 | BC558 | BD136 | BC328 | BD597 | BDX77 | BF133 | BF183 |
| BCW59 | BC559 | BD137 | BC327 | BD598 | BDX78 | BF134 | BF200 |
| BCW85 | (2N2907A) | BD141 | 2N4347 | BD599 | BDX77 | BF140 | BF178 |
| BCW86 | (2N2907A) | BD142 | BD182 | BD600 | BDX78 | BF152 | BF183 |
| BCW90 | (BC337) | BD150 | BD115 | BD677 | BD263 | BF153 | (BF185) |
| BCW94 | (2N2222A) | BD151 | BD234 | BD678 | BD262 | BF154 | (BF196) |
| BCW96 | (2N2907A) | BD152 | BD234 | BD679 | BD263A | BF155 | (BF180) |
| BCY10 | (BCY38) | BD153 | BD236 | BD680 | BD262A | BF156 | BF178 |
| BCY11 | (BCY39) | BD154 | BD233 | BDX10 | 2N3055 | BF157 | BF179 |
| BCY12 | (BCY40) | BD155 | BD233 | BDX11 | 2N3442 | BF158 | BF173 |
| BCY17 | BCY38 | BD156 | BD233 | BDX12 | 2N4347 | BF159 | BF173 |
| BCY18 | BCY38 | BD157 | BD232 | BDX13 | (BDY38) | BF160 | (BF185) |
| BCY19 | BCY40 | BD158 | BD232 | BDY10 | BDY38 | BF161 | (BF183) |
| BCY20 | BCY30 | BD160 | BD160 | BDY11 | BDY20 | BF162 | (BF200) |
| BCY21 | BCY31 | BD161 | BD235 | BDY12 | (BD131) | BF163 | BF196 |
| BCY22 | BCY39 | BD162 | BD233 | BDY13 | (BD131) | BF164 | BF196 |
| BCY23 | BCY40 | BD163 | BD233 | BDY15 | (BD131) | BF165 | BF185 |
| BCY24 | BCY31 | BD165 | BD233 | BDY16 | (BD131) | BF166 | BF200 |
| BCY25 | BCY40 | BD166 | BD234 | BDY17 | BD182 | BF167 | BF196 |
| BCY26 | BCY38 | BD167 | BD235 | BDY18 | BD183 | BF168 | BF173 |
| BCY27 | BCY40 | BD168 | BD236 | BDY19 | BD183 | BF169 | (BF115) |
| BCY28 | BCY40 | BD169 | BD237 | BDY20 | BDY20 | BF170 | BF186 |
| BCY29 | BCY34 | BD170 | BD238 | BDY23 | BDY20 | BF173 | BF199 |
| BCY42 | BSW41 | BD171 | BD237 | BDY24 | (BDY90) | BF174 | BF178 |
| BCY43 | BSW41 | BD172 | (BD238) | BDY25 | BD183 | BF175 | BF167 |
| BCY50 | BCY57 | BD173 | (BD232) | BDY34 | BD131 | BF176 | BF173 |
| BCY51 | BCY56 | BD175 | BD235 | BDY38 | BDY38 | BF177 | BF336 |
| BCY65 | BSW67 | BD176 | BD236 | BDY39 | (2N3055) | BF178 | BF337 |
| BCY66 | BCY59 | BD177 | BD235 | BDY50 | (BDY92) | BF179 | BF338 |
| BCY67 | (BCY71) | BD178 | BD236 | BDY51 | (BDY92) | BF184 | BF494 |
| BCY69 | BC457 | BD179 | BD237 | BDY53 | (BDY92) | BF185 | BF495 |
| BCY78 | BC177 | BD180 | BD238 | BDY55 | (BDY20) | BF186 | (BF337) |
| BCY79 | BC177 | BD185 | BD435 | BDY56 | (BDY20) | BF188 | (BF173) |
| BCY86B | (BCY59) | BD186 | BD436 | BDY57 | (2N3772) | BF189 | (BF115) |
| BCY90 | (BCY40) | BD187 | BD437 | BDY58 | (BD183) | BF191 | BF196 |
| BCY91 | (BCY40) | BD188 | BD438 | BDY72 | (2N4347) | BF194 | BF494 |
| BCY92 | (BCY40) | BD191 | BD182 | BDY73 | BDY20 | BF195 | BF495 |
| BCY93 | BCY30 | BD192 | BD181 | BDY74 | BD183 | BF196 | BF167 |
| BCY94 | BCY31 | BD193 | 2N7347 | BDY76 | (2N3771) | BF197 | BF173 |
| BCY95 | BCY32 | BD195 | BD201 | BDY76 | (2N3772) | BF198 | BF167 |
| BCZ10 | BCY33 | BD196 | BD202 | BDY77 | (BD183) | BF199 | BF173 |
| BCZ11 | BCY34 | BD197 | BD201 | BDY78 | BD183 | BF200 | BF197 |
| BCZ12 | BCY31 | BD198 | BD202 | BDY79 | BD183 | BF206 | 2N918 |
| BCZ13 | (BCY33) | BD199 | BD203 | BDY80 | BDY38 | BF214 | BF115 |
| BCZ14 | (BCY34) | BD200 | BD204 | BDY81 | 2N3772 | BF215 | BF115 |
| BD106 | BD131 | BD205 | (BD201) | BF108 | BF178 | BF222 | (BF115) |
| BD107 | (BD131) | BD206 | (BD202) | BF109 | (BF178) | BF223 | (BF197) |
| BD109 | (BD131) | BD207 | (BD203) | BF110 | (BF178) | BF224 | (BF173) |
| BD111 | (BD131) | BD208 | (BD204) | BF111 | (BF179) | BF225 | (BF167) |
| BD113 | (BDY20) | BD215 | (BD232) | BF114 | (BF178) | BF230 | (BF195) |
| BD116 | BD181 | BD216 | BD232 | BF115 | (BF178) | BF232 | (BF173) |
| BD117 | BD182 | BD301 | BD201 | BF117 | (BF178) | BF237 | (BF115) |
| BD121 | BDY20 | BD302 | BD202 | BF118 | (BF338) | BF238 | (BF115) |
| BD123 | BDY20 | BD303 | BD203 | BF119 | (BF337) | BF248 | 2N2221 |
| BD124 | BD131 | BD304 | BD204 | BF120 | (BF179) | BF249 | 2N2906A |
| BD127 | BD232 | BD307A | BD228 | BF121 | (BF196) | BF251 | BF167 |
| BD128 | BD232 | BD307B | BD228 | BF123 | (BF197) | BF252 | BF167 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BF254 | BF184 | BFS53 | (2N2905) | BFX38 | 2N2905A | BFY70 | 2N3924 |
| BF255 | (BF495) | BFS64A | 2N2907A | BFX39 | 2N2904 | BFY72 | 2N2219 |
| BF257 | BF336 | BFS64B | 2N2906 | BFX41 | 2N2904 | BFY74 | 2N1711 |
| BF258 | BF337 | BFS70 | BFW13 | BFX43 | BFX89 | BFY75 | 2N2222A |
| BF259 | BF338 | BFS71 | BFW11 | BFX44 | BFX89 | BFY76 | 2N2484 |
| BF260 | (BF200) | BFS72 | 2N3823 | BFX48 | (2N2905) | BFY77 | 2N2484 |
| BF261 | (BF196) | BFS73 | BFW10 | BFX55 | BFY55 | BFY78 | (BSX19) |
| BF262 | BF180 | BFS74 | 2N4856 | BFX59 | BFX89 | BFY79 | (BF173) |
| BF263 | BF181 | BFS75 | 2N4857 | BFX60 | BF173 | BFY80 | (BSX21) |
| BF264 | BF200 | BFS76 | 2N4858 | BFX61 | BFY55 | BFY85 | BCJ87 |
| BF268 | BFY90 | BFS77 | 2N4859 | BFX62 | BFY90 | BFY88 | BFW17A |
| BF270 | (BF167) | BFS78 | 2N4860 | BFX63 | BFR29 | BFY89 | 2N3570 |
| BF271 | (BF173) | BFS79 | 2N4861 | BFX68 | 2N1711 | BFY90 | BFY90 |
| BF272 | 2N2906 | BFV10 | 2N2221 | BFX69 | 2N1613 | BFY91 | BCY88 |
| BF273 | (BF241) | BFV11 | 2N2222 | BFX73 | (BFX89) | BFY92 | BCY89 |
| BF287 | (BF167) | BFV12 | 2N2222A | BFX85 | BSW66 | BFY99 | (BFW16A) |
| BF288 | (BF167) | BFV20 | 2N2906 | BFX86 | BFY50 | BFZ10 | BCZ11 |
| BF293 | (BF173 | BFV21 | 2N2907 | BFX87 | 2N2904A | BLY12 | 2N3442 |
| BF294 | BD115 | BFV22 | 2N2907A | BFX88 | 2N2904 | BLY14 | 2N3375 |
| BF302 | BF196 | BFV63 | 2N2222A | BFX89 | BFX44 | BLY15 | (2N3632) |
| BF303 | BF197 | BFV64 | 2N2907 | BFX92 | 2N929 | BLY20 | (2N3375) |
| BF304 | BF196 | BFV67 | (BSX20) | BFX93 | 2N930 | BLY22 | (2N3632) |
| BF305 | BF337 | BFV68 | 2N930 | BFX94 | 2N2221 | BLY37 | BLX93 |
| BF306 | (BF196) | BFV69 | 2N918 | BFX95 | 2N2222 | BLY38 | BLX67 |
| BF310 | (BF181) | BFV82 | BSX19 | BFX96 | (2N2218) | BLY47 | (2N3771) |
| BF311 | (BF197) | BFV85 | 2N2222 | BFX97 | (2N2219) | BLY48 | (2N3772) |
| BF314 | (BF200) | BFV86 | 2N2907 | BFX98 | (BSW68) | BLY53 | BLX68 |
| BF322 | 2N2221 | BFV87 | 2N2368 | BFY10 | (BFY50) | BLY54 | BLY97 |
| BF323 | 2N2906A | BFW16 | BFW16A | BFY11 | (BFY50) | BLY57 | 2N3926 |
| BF334 | BF240 | BFW17 | BFW17A | BFY12 | BFY51 | BLY58 | (2N3927) |
| BF335 | BF241 | BFW19 | (2N3866) | BFY13 | BFY50 | BLY59 | 2N3375 |
| BF336 | BF336 | BFW20 | (2N2907A) | BFY14 | BSW64 | BLY60 | 2N3632 |
| BF337 | BF337 | BFW22 | 2N2484 | BFY15 | BFY52 | BLY61 | 2N3866 |
| BF338 | BF338 | BFW29 | (2N2218A) | BFY17 | (2N2218) | BLY62 | 2N3927 |
| BF342 | (BF450) | BFW31 | (2N2905A) | BFY18 | BSW41 | BLY63 | BLY88A |
| BF343 | (BF451) | BFW32 | (2N2222) | BFY19 | BCY56 | BLY64 | (2N3772) |
| BF357 | BFY90 | BFW45 | BFW45 | BFY27 | (2N2222A) | BLY74 | (2N3632) |
| BF364 | BF494 | BFW47 | 2N3553 | BFY33 | BFY51 | BLY76 | BLX92 |
| BF365 | BF495 | BFW61 | BFW61 | BFY34 | 2N1613 | BLY87 | BLY87A |
| BF367 | BF198 | BFW63 | BF167 | BFY37 | (BCY57) | BLY88 | BLY88A |
| BF384 | (BF183) | BFW69 | (2N3553) | BFY38 | BSX21 | BLY90 | BLY90 |
| BF385 | (BF181) | BFW71 | BFW16A | BFY39 | BSW41 | BLY91 | BLY91A |
| BF394 | BF240 | BFW73 | BFW16A | BFY40 | 2N2218 | BLY92 | BLY92A |
| BF395 | BF241 | BFW74 | BFW17A | BFY41 | 2N2218A | BLY93 | BLY93A |
| BF456 | (BF336) | BFW75 | BFW17A | BFY43 | (BSW68) | BO850 | BY126 |
| BF457 | (BF337) | BFW76 | BFW17A | BFY45 | (BSW66) | BRY20 | BRY39 |
| BF459 | (BF338) | BFW77 | BFW16A | BFY46 | 2N2905A | BSS10 | BSX20 |
| BF494 | BF194 | BFW78 | BFW17A | BFY50 | BFY50 | BSS11 | 2N2369A |
| BFR16 | (2N2483) | BFW92 | BFW92 | BFY51 | BFY51 | BSS12 | BSX20 |
| BFR17 | (2N2484) | BFW93 | BFW93 | BFY52 | BFY52 | BSS14 | BFX34 |
| BFR18 | BFY55 | BFX12 | 2N2905A | BFY53 | BFY55 | BSS26 | 2N2222 |
| BFR19 | BFY55 | BFX13 | 2N2905A | BFY55 | 2N2297 | BSV59 | BSS27 |
| BFR57 | (BF336) | BFX18 | (BF254) | BFY56 | BSX61 | BSV69 | BSX59 |
| BFR58 | (BF337) | BFX20 | (BF183) | BFY57 | BSW67 | BSV95 | BSS27 |
| BFR59 | (BF338) | BFX21 | (BF180) | BFY63 | (2N2218) | BSV96 | BC636 |
| BFS12 | BFS94 | BFX29 | 2N2905A | BFY64 | (2N2905) | BSV97 | BC638 |
| BFS22 | BFS22A | BFX30 | 2N2905A | BFY65 | BF177 | BSV98 | BC640 |
| BFS23 | BFS23A | BFX33 | 2N2218 | BFY66 | 2N918 | BSW10 | 2N2218A |
| BFS48 | BFS93 | BFX34 | BFX34 | BFY67 | 2N1613 | BSW19 | BCY71 |
| BFS52 | (2N2904) | BFX37 | 2N2907A | BFY68 | 2N1711 | BSW21 | BCY72 |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BSW23 | 2N2904 | BSX72 | 2N2219 | BSY93 | 2N2222 | BY152 | (BY127) |
| BSW24 | 2N2906 | BSX73 | (2N3924) | BSY96 | 2N2369 | BY156 | (BY127) |
| BSW25 | (BSY72) | BSX74 | 2N2219 | BSY99 | 2N929 | BY158 | BY126 |
| BSW26 | (BSX59) | BSX75 | BSW41 | BTX37 | BTW24 | BY177 | (BY127) |
| BSW27 | (BSX59) | BSX78 | (2N2222) | BTX38 | BTW23 | BY178 | (BY127) |
| BSW28 | BSX59 | BSX79 | BCY59 | BTX41 | BTX41 | BY189 | BYX38-900 |
| BSW29 | BSX60 | BSX87 | BSX20 | BTX47 | BTW47 | BY190 | BYX38-600 |
| BSW36 | 2N2907A | BSX88 | BSX19 | BTX48 | BTW92 | BY219 | BYX38-1200 |
| BSW37 | 2N2894 | BSX90 | (BSX19) | BTX49 | BTW23 | BY242 | BY127 |
| BSW41 | BSW41 | BSX92 | (2N2368) | BTX50 | BTW23 | BY264 | BYX36-150 |
| BSW51 | 2N2218 | BSX93 | (2N2369) | BTX64 | BTW23 | BY1002 | BY127 |
| BSW52 | 2N2219 | BSX94 | BSX20 | BTX65 | BTW23 | BYX13 serie | BYX25 serie |
| BSW53 | 2N2218A | BSX95 | 2N1711 | BTX66 | BTW23 | BYX15 | BYX52-1200 |
| BSW54 | 2N2219A | BSX96 | (2N1711) | BTX68 | BTY79 | BYX16 | BYX52-1200R |
| BSW60 | 2N2221 | BSX97 | 2N2218 | BTX81 | BTW92 | BYX20/200 | BYX46-200 |
| BSW61 | 2N2221 | BSY10 | 2N1613 | BTX82 | BTW24 | BYX26 | BYX36-300 |
| BSW62 | 2N2222 | BSY11 | 2N930 | BTY80 - 91 | BTY79 serie | BYX28/400 | BYX25-600 |
| BSW63 | 2N2221A | BSY18 | (BSX20) | BTY92 - 99 | BTW23/600R | BYX47 | (BYX35) |
| BSW64 | 2N2222A | BSY19 | (BSX20) | BU100 | BU105 | BYX60/200 | (BAX15) |
| BSW72 | 2N2906 | BSY21 | BSX20 | BU104 | BU108 | BYX60/400 | (BA145) |
| BSW73 | 2N2907 | BSY22 | (BSX20) | BU109 | (BU108) | BYX62/600R | BYX30-600R |
| BSW74 | 2N2906 | BSY23 | (BSX20) | BU111 | (BU126) | BYY15 | BYX52-900 |
| BSW75 | 2N2907 | BSY25 | 2N2218 | BU113 | (BU126) | BYY16 | BYX52-900R |
| BSW82 | 2N2221 | BSY26 | (BSX19) | BUY12 | (2N3442) | BYY21 | BYX30-200R |
| BSW83 | 2N2222 | BSY34 | (BSX61) | BUY13 | (2N3772) | BYY22 | BYX25-600 |
| BSW84 | 2N2221A | BSY44 | (2N1613) | BUY14 | (2N3772) | BYY23 | BYX25-600R |
| BSW85 | 2N2222A | BSY45 | (BSW67) | BUY16 | (2N3055) | BYY24 | BYX25-600 |
| BSW88 | BC147 | BSY46 | (BSW67) | BUY17 | (2N3055) | BYY25 | BYX25-600R |
| BSW89 | BC147 | BSY50 | 2N744 | BUY46 | (BDY20) | BYY31 - 37 | (BY127) |
| BSW93 | BSX61 | BSY51 | 2N2218 | BUY47 | (2N3442) | BYY69 - 78 | BYX25 serie |
| BSW94 | 2N2894 | BSY52 | 2N1711 | BUY51 | (2N3772) | BYY88 - 92 | (BY127) |
| BSX22 | BSX60 | BSY53 | (2N1613) | BY100 | (BY127) | BYY93 - 96 | BYX32 serie |
| BSX23 | (BFX34) | BSY54 | (2N1711) | BY101 | BY126 | BYZ10 - 19 | BZY48 serie |
| BSX24 | (BSW41) | BSY55 | BSW67 | BY102 | BY127 | BZ100 | BZX79-C5 |
| BSX25 | (BSW41) | BSY58 | 2N2218 | BY103 | (BY127) | BZ102-1V4 | BZX75-C1V4 |
| BSX26 | 2N2369 | BSY62 | BSX20 | BY104 | (BY127) | BZ102-2V1 | BZX75-C2V1 |
| BSX27 | BSX20 | BSY63 | BSX20 | BY105 | (BY127) | BZ102-2V8 | BZX75-C2V8 |
| BSX28 | BSX20 | BSY68 | BSX21 | BY108 | (BY127) | BZ102-3V4 | BZX75-C3V3 |
| BSX30 | BSX60 | BSY70 | BSX19 | BY109 | (BY127) | BZ103 - 112 | BZX79 serie |
| BSX32 | 2N2218A | BSY71 | 2N2219A | BY112 | BY126 | BZX10 - 16 | BZX79 serie |
| BSX33 | 2N2218A | BSY72 | (BCY57) | BY113 | BY127 | BZX18 - 27 | BZX79 serie |
| BSX35 | BSX20 | BSY73 | (BCY57) | BY114 | BY126 | BZX29 serie | BZX61 serie |
| BSX36 | 2N2907 | BSY74 | (BCY57) | BY115 | BY126 | BZX51 serie | BZX79 serie |
| BSX38 | (2N2222) | BSY75 | 2N2221 | BY116 | BY126 | BZX67 serie | BZY93 serie |
| BSX39 | BSX20 | BSY76 | 2N2222 | BY117 | BY127 | BZX71 serie | BZX79 serie |
| BSX40 | 2N2904 | BSY77 | BSY64 | BY118 | BYX71-350 | BZX79 serie | BZY88 serie |
| BSX41 | 2N2905 | BSY78 | BSX21 | BY122 | (BY164) | BZY14 - 21 | BZX79 serie |
| BSX44 | BSX20 | BSY79 | BF178 | BY123 | (BY179) | BZY56 - 69 | BZX79 serie |
| BSX45 | (2N2218A) | BSY80 | BCY57 | BY124 | BY126 | BZY74 | BZZ15 |
| BSX46 | BSW66 | BSY81 | BFY52 | BY125 | BY126 | BZY75 | BZY93-C7V5 |
| BSX48 | (2N2221) | BSY82 | (2N2219) | BY128 | BY127 | BZY76 | BZY93-C9V1 |
| BSX49 | (2N2222A) | BSY83 | (2N2218A) | BY129 | BY127 | BZY78 | BZX90 |
| BSX51 | 2N2222 | BSY84 | 2N2219A | BY130 | BY126 | BZY83 serie | BZX79 serie |
| BSX52 | (2N2222) | BSY85 | (BSV64) | BY133 | (BY127) | BZY85 serie | BZX79 serie |
| BSX53 | 2N2222 | BSY86 | BSW67 | BY134 | (BY127) | BZY88 serie | BZX79 serie |
| BSX54 | 2N2222 | BSY87 | BSW67 | BY135 | (BY127) | BZY92 serie | BZX61 serie |
| BSX62 | BSX59 | BSY88 | BSV64 | BY138 | BY127 | BZY94 serie | BZX79 serie |
| BSX63 | (BFY50) | BSY90 | 2N2219 | BY140 | BY176 | BZZ10 - 16 | BZX79 serie |
| BDX66 | 2N2368 | BSY91 | (BSX60) | BY144 | BY176 | BZZ17 - 29 | BZX79 serie |
| BSX71 | BSX21 | BSY92 | 2N2219A | BY151 | (BY127) | | |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| C11A - 11S | BTY79 serie | CK871 | AC125 | CV5864 | BAX13 | CV7369 | OA91 |
| C15 | BA102 | CK872 | AC132 | CV5871 | ASZ16 | CV7389 | BAX13 |
| C15G | BTY79-400R | CK878 | AC128 | CV5874 | AF125 | CV7492 | 2N929 |
| C20 | BA102 | CK882 | AC132 | CV5875 | AF125 | CV7493 | 2N930 |
| C35A - 35S | BTY91 serie | CK888 | AC132 | CV5876 | ASZ15 | CV8035 | OA90 |
| C36A - 36S | BTY87 serie | CK891 | AC126 | CV5930 | BZX79-C12 | CV8036 | OA91 |
| C45M | BTW23-600R | CK892 | AC126 | CV5953 | BAV10 | CV8086 | BAV10 |
| C50A - 50S | BTW23 serie | CODI538 | BY127 | CV5965 | BCX79-C6V2 | CV8099 | BZX79-C7V5 |
| C110 | BCZ11 | CODI618 | BY127 | CV7001 | AC132 | CV8110 | BYX38-600 |
| C180M | BTX41-800R | CP704 | (2N3772) | CV7002 | AC132 | CV8243 | OA90 |
| C180N | BTX41-800R | CS9011H | BF167 | CV7003 | AF124 | CV8315 | AF125 |
| C180P | BTX41-1200R | CS9013E | BF115 | CV7004 | AF124 | CV8316 | AF126 |
| C180P13 | BTX41-1200R | CS9013H | BF115 | CV7005 | BC177 | CV8332 | OA90 |
| C1780 | (BY127) | CS9016D | BF167 | CV7006 | AC132 | CV8339 | BZX79-C5V1 |
| CD000 | BA100 | CS9016E | BF167 | CV7007 | ASY77 | CV8340 | BAX16 |
| CD00080 | BA216 | CS9017D | BF185 | CV7008 | BC179 | CV8342 | ASZ15 |
| CD0014 | BA216 | CS9017E | BF185 | CV7026 | BC126 | CV8343 | AF125 |
| CD0099 | BA216 | CS9021D | BF115 | CV7027 - 7030 | BC127 | CV8344 | AF125 |
| CDG00 | BA100 | CS9021E | BF115 | CV7040 | BAX16 | CV8346 | ASY77 |
| CDT1311 | ASZ16 | CTP1003 | ASZ15 | CV7041 | OA95 | CV8354 | AF124 |
| CDT1313 | ASZ18 | CTP1006 | ASZ16 | CV7043 | BCZ10 | CV8356 | ASZ16 |
| CER68 | BY126 | CTP1032 - 1036 | AC126 | CV7044 | BCZ11 | CV8510 | BZX79-C7V5 |
| CER69 | BY126 | CTP1111 | ASZ15 | CV7047 | BAV10 | CV8992 | BYX10 |
| CER72 | BY127 | CTP1320 | AC126 | CV7048 | BAV10 | | |
| CER720 | BY127 | CTP1330 | AC126 | CV7075 | BCZ11 | | |
| CG1C | OA95 | CTP1340 | AC126 | CV7076 | BAX13 | D1B | AA119 |
| CG1E | OA95 | CTP1350 | AC126 | CV7083 | ASZ15 | D1E | OA95 |
| CG4E | OA95 | CTP1360 | AC126 | CV7084 | ASZ16 | D1SA | OA95 |
| CG12E | OA90 | CTP1390 | AF127 | CV7085 | ASZ15 | D1W | AA119 |
| CG41H | OA95 | CTP1400 | AF127 | CV7086 | ASZ18 | D4 | BY127 |
| CG42H | OA95 | CTP1410 | AF126 | CV7087 | ASY27 | D6HZ | BY127 |
| CG44H | OA95 | CTP1551 | ASZ15 | CV7089 | AF124 | D8HZ | BY127 |
| CG50H | OA95 | CV425 | OA91 | CV7099 - 7105 | BZY88 serie | D15A | BY127 |
| CG60H - 64H | OA90 | CV442 | AA119 | CV7111 | ASY73 | D15C | BY127 |
| CG83H | AAZ17 | CV448 | OA91 | CV7112 | ASY74 | D18 | BY126 |
| CK13 | ASY27 | CV1353 | OA91 | CV7113 | BY127 | D25C | BY126 |
| CK14 | 2N1307 | CV1354 | OA95 | CV7114 | BY127 | D29A5 | (2N2907) |
| CK17 | 2N1309 | CV2389 | AC125 | CV7117 | BCZ12 | D45C | BY126 |
| CK22 | AC126 | CV2400 | AC125 | CV7118 | AC132 | D65C | BY126 |
| CK65 | ASY27 | CV3524 | BAX16 | CV7127 | BAV10 | D85C | BY127 |
| CK66 | AC126 | CV3924 | OA95 | CV7130 | OA91 | D105C | (BY127) |
| CK67 | AC126 | CV5063 | OA95 | CV7141 | BZY88-C4V3 | D125C | BY127 |
| CK705 | OA90 | CV5105 | AF127 | CV7142 | BZX79-C9V1 | D400 | (BY126) |
| CK707 | OA90 | CV5209 | BAV10 | CV7143 | BZX79-C9V1 | D5580 | (BAW95E) |
| CK708 | OA90 | CV5308 | BZX79-C6V2 | CV7144 | BZX79-C12 | DC1504 | (BAW95F) |
| CK713A | OA90 | CV5323 | BAX16 | CV7311 - 7320 | BCY38 serie | DD006 | BY126 |
| CK718 | AC125 | CV5357 | BZX79-C9V1 | CV7332 | BAX16 | DD056 | BY126 |
| CK721 | AC125 | CV5378 | BZX79-C5V6 | CV7344 | BCY30 | DD058 | BY127 |
| CK722 | AC125 | CV5379 | BZX79-C7V5 | CV7345 | BCY31 | DD236 | BY126 |
| CK724 | AC125 | CV5439 | BC178 | CV7346 | BCY32 | DD268 | BY127 |
| CK727 | AC125 | CV5447 | BC177 | CV7347 | BCZ11 | DK13 | (AAZ17) |
| CK751 | AC132 | CV5710 | AF124 | CV7348 | 2N1302 | DP6 | OA90 |
| CK759 | AF127 | CV5711 | ASY77 | CV7349 | 2N1304 | DP6C | OA90 |
| CK760 | AF127 | CV5712 | BC177 | CV7350 | 2N1306 | DP7 | OA90 |
| CK761 | AF126 | CV5713 | AC132 | CV7351 | 2N1308 | DP10 | OA90 |
| CK762 | AF126 | CV5815 | BZX79-C4V7 | CV7353 | 2N1305 | DR5 | BZX79-C5V1 |
| CK766 | AF126 | CV5816 | BZX79-C6V8 | CV7354 | 2N1307 | DR6 | BZX79-C6V2 |
| CK791 | BCZ11 | CV5829 | BZX79-C8V2 | CV7355 | 2N1309 | DR7 | BZX79-C7V5 |
| CK793 | ASY77 | CV5848 | BCZ11 | CV7363 | BCZ11 | DR100 | BY126 |
| CK870 | AC125 | CV5855 | OA95 | CV7364 | BAV10 | DR128 | BA100 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| DR313 | OA95 | F8 | (BY127) | G68 | OA95 | GD4 | AA119 |
| DR365 | AA119 | F11 | BY127 | G69 | OA95 | GD4E | OA95 |
| DR400 | BY126 | F12 | BYX38-300 | G89 | BYX48-300 | GD4S | OA95 |
| DR464 | OA95 | F21 | BYX22-600 | G296 | BA148 | GD5 | AA119 |
| DR800 | BY127 | F22 | BYX38-300 | G498 | (AAZ17) | GD5E | OA95 |
| DS60 | OA90 | F41 | BYX22-600 | G504 | BYX48-300 | GD6 | OA90 |
| DS61 | OA90 | F42 | (BY127) | G506 | BYX42-600 | GD6E | AA119 |
| DS62 | OA90 | F61 | (BY127) | G510 | OA95 | GD8 | OA95 |
| DS159 | OA90 | F82 | BYX38-1200 | G580 | (AAZ18) | GD8E | AAZ15 |
| DS160 | OA90 | F100 | BAX16 | G603 | AA119 | GD8F | AAZ15 |
| DS161 | OA90 | FBO50 | (BY164) | G604 | BYX48-300 | GD11E | OA95 |
| DS604 | OA90 | FD3 - 7 | (AAZ18) | G1004 | BYX48-300 | GD12 | OA90 |
| DS611 | OA90 | FD100 | (BAX13) | G1004R | BYX48-300R | GD12E | OA90 |
| DS621 | OA90 | FD111 | (BAX13) | G1006 | BYX48-300 | GD13E | AA119 |
| DS1601 | OA90 | FD200 | (BAX16) | G1006R | BYX48-300R | GD71 | OA90 |
| DS1604 | OA90 | FD600 | (BAV10) | G1010 | BYX42-300 | GD71E | OA90 |
| DS1606 | OA90 | FD700 | (BAX13) | G1010R | BYX42-300R | GD71E2 | OA90 |
| DT1613 | 2N1613 | FD777 | (BAX13) | G1050 | BY127 | GD71E3 | OA90 |
| DZ10A | BZX79-C9V1 | FD827 | (BAV10) | G2004 | BYX48-300 | GD71E4 | OA90 |
| DZ12A | BZX79-C12 | FD828 | (BAW62) | G2004R | BYX48-300R | GD71E5 | OA90 |
| E11 | (BY127) | FD829 | (BAX13) | G2006 | BYX48-300 | GD72 | AA119 |
| E21 | (BY127) | FD6666 | (BAV10) | G2006R | BYX48-300R | GD72E | AA119 |
| E41 | (BY127) | FDA100 | 1N914 | G2010 | BYX42-300 | GD72E3 | OA90 |
| E61 | (BY127) | FDA101 | 1N914 | G2010R | BYX42-300R | GD72E4 | OA90 |
| E81 | (BY127) | FDH600 | (BAV10) | G3010 | BYX42-600 | GD72E5 | OA90 |
| E101 | (BY127) | FDH666 | (BAW56) | G3010R | BYX42-600R | GD73E | AA119 |
| E107 | BA119 | FDH694 | (BAX13) | G4004 | BYX42-900 | GD73E4 | AA119 |
| EA080 | BY127 | FDN600 | (BAW56) | G4004R | BYX48-600R | GD73E5 | AA119 |
| ED3 | AA119 | FDN666 | (BAW56) | G4006 | BYX48-600 | GD242A | AD162 |
| ED1800 | AA119 | FDR300 | (BYX10) | G4006R | BYX48-600R | GD242B | AD162 |
| ED1892 | OA90 | FDR600 | (BAV10) | G4010 | BYX42-900 | GD242C | AD162 |
| ED1903 | OA95 | FDR700 | (BAX13) | G4010R | BYX42-900R | GD242D | AD162 |
| ED2102 | OA90 | FM910 | BYX52-600 | G5006 | BYX48-900 | GET3 | AC126 |
| ED2848 | BY127 | FST1/4 | BY127 | G5006R | BYX48-900R | GET4 | AC126 |
| ED2911 | BY127 | FST2/8 | BY127 | G5010 | BYX42-900 | GET6 | AC126 |
| ED2919 | BY126 | G2 | OA90 | G5010R | BYX42-900R | GET12 | AC126 |
| ED2923 | BY127 | G2,5/9 | OA95 | G6004 | BYX48-900 | GET13 | AC126 |
| ED3008 | BY127 | G4/10 | OA90 | G6004R | BYX48-900R | GET102 | AC132 |
| EFD108 | OA95 | G5/2 | AA119 | G6006 | BYX48-900 | GET103 | AC132 |
| EFD110 | AA119 | G5/4 | OA95 | G6006R | BYX48-900R | GET104 | AC128 |
| EFD112 | AA119 | G5/5 | AA119 | G6010 | BYX42-900 | GET106 | AC128 |
| EM501 | (BY127) | G5/6 | OA95 | G6010R | BYX42-900R | GET110 | ASY80 |
| EM502 | (BY127) | G5/61 | OA95 | G8004 | BYX48-1200 | GET111 | AC132 |
| EM504 | (BY127) | G5/65 | AA119 | G8004R | BYX48-1200R | GET113 | AC128 |
| EM506 | (BY127) | G5/103 | AA119 | G8006 | BYX48-1200 | GET114 | AC128 |
| EM508 | (BY127) | G5/104 | OA95 | G8006R | BYX48-1200R | GET115 | (ASY80) |
| EM510 | (BY127) | G5/105 | AA119 | G8010 | BYX48-1200 | GET116 | AC128 |
| EM513 | (BY127) | G5/161 | OA95 | G8010R | BYX48-1200R | GET119 | AC128 |
| ER41 | BY126 | G6HZ | BYX39-600 | GA1 | OA95 | GET872 | (ASY27) |
| ER81 | BY127 | G8HZ | BYZ39-800 | GA100 | AA119 | GET873 | AF127 |
| ER308 | BY127 | G26 | OA90 | GA101 | AA119 | GET874 | AF127 |
| ERD800 | BY127 | G48 | AA119 | GA104 | OA95 | GET875 | (ASY27) |
| ES3100 | AC125 | G50 | OA95 | GA52829 | AC125 | GET880 | ASY26 |
| ES3123 | AC128 | G51 | AA119 | GD1E | OA95 | GET882 | (2N1306) |
| ES3124 | AC128 | G53 | OA90 | GD1Q | OA95 | GET883 | (AF127) |
| ESM100 | (BY126) | G60 | OA95 | GD2E | OA95 | GET884 | AF127 |
| | | G63 | OA95 | GD2Q | OA95 | GET885 | 2N1309 |
| | | G65 | OA95 | GD3 | OA90 | GET887 | AC126 |
| | | G66 | OA95 | GD3E | OA95 | GET889 | ASY27 |
| | | G67 | OA95 | GD3/71 | AAZ15 | GET896 | (ASY26) |

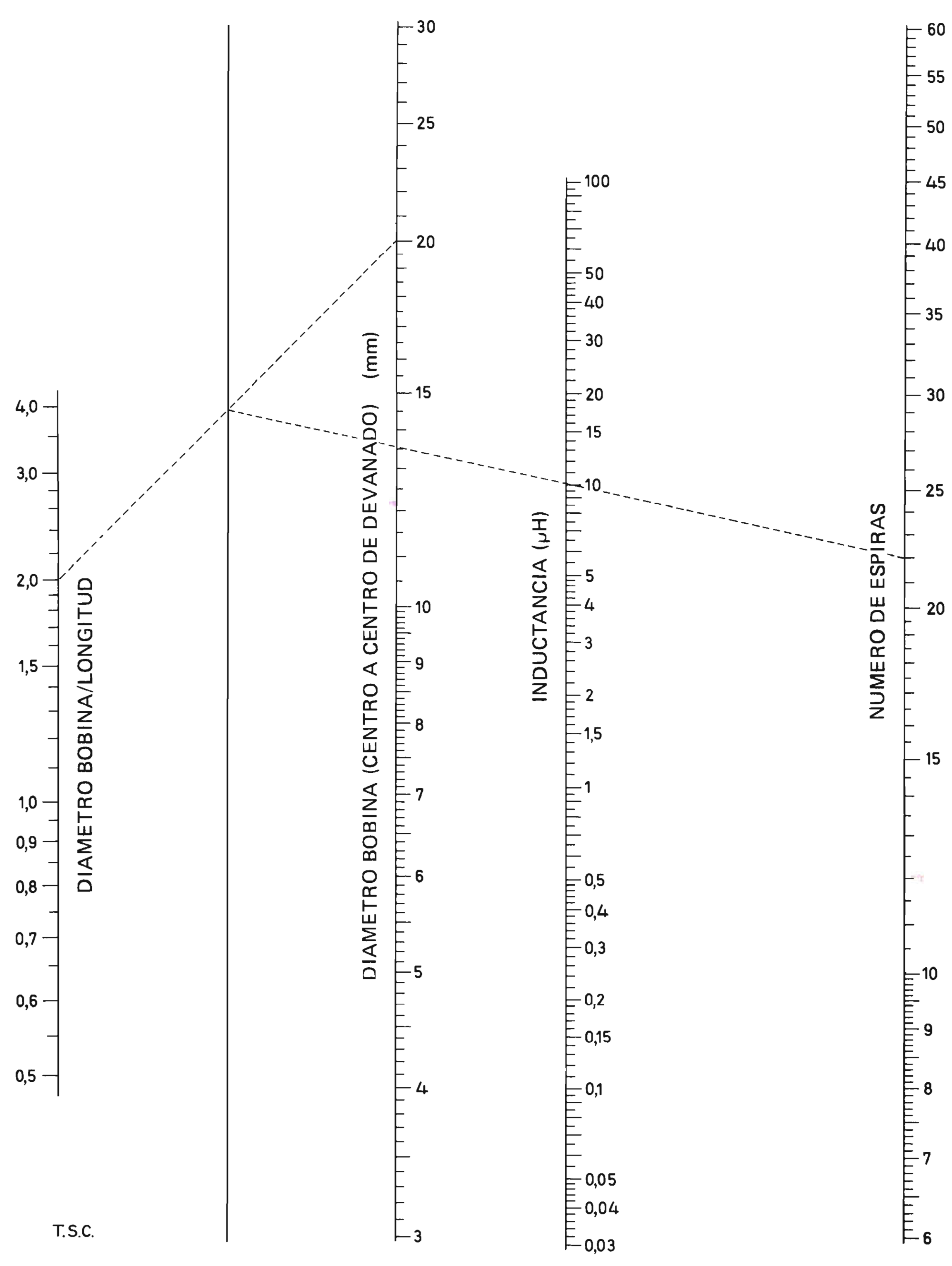
| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| GET897 | AC126 | GSD5/62 | OA95 | HEP251 | AC126 | HT401 | (BC548) |
| GET898 | AC126 | GSD9 | OA95 | HF1 | AF127 | | |
| GEX12 | OA90 | GT3 | AC125 | HF2 | AF126 | | |
| GEX13 | OA95 | GT4A | AC132 | HG1005 | OA95 | | |
| GEX23 | OA95 | GT11 | AF127 | HG1012 | OA90 | | |
| GEX24 | OA95 | GT12 | AF127 | HG5008 | (AAZ17) | IF1 | AF127 |
| GEX34 | AA119 | GT13 | AF126 | HG5087 | (AAZ17) | IF2 | AF127 |
| GEX35 | AA119 | GT14 | ASY77 | HG5095 | (AAZ15) | ITT600 | (BAV62) |
| GEX36 | OA90 | GT20 | AC132 | HG5808 | (AAZ17) | ITT601 | 1N4150 |
| GEX37 | OA90 | GT31 | AC125 | HJ15 | AC126 | ITT777 | (1N4150) |
| GEX39 | OA90 | GT32 | AC132 | HJ17D | AC128 | IWP | BY127 |
| GEX44 | OA95 | GT33 | AC132 | HJ22D | AF127 | | |
| GEX45 | OA95 | GT34 | AC125 | HJ23 | AF126 | | |
| GEX45/1 | OA95 | GT34HV | ASY77 | HJ32 | AF125 | | |
| GEX45/2 | OA95 | GT34S | AC125 | HJ34 | AC128 | | |
| GEX54 | OA95 | GT38 | AC125 | HJ35 | ASZ16 | J1 | AC128 |
| GEX58 | OA95 | GT41 | ASY27 | HJ37 | AF125 | J2 | AC128 |
| GEX61 | OA95 | GT42 | ASY27 | HJ50 | AC126 | J3 | AC128 |
| GEX66 | (AA119) | GT43 | ASY27 | HJ51 | AC128 | JCN1 | BY126 |
| GEX71 | (AAZ18) | GT45 | ASY26 | HJ55 | AF126 | JCN2 | BY126 |
| GEX941 | (AAZ15) | GT74 | AC126 | HJ56 | AF127 | JCN4 | BY126 |
| GEX942 | (AAZ15) | GT81 | AC126 | HJ57 | AF126 | JCN7 | BY127 |
| GEX943 | (AAZ15) | GT81HS | AC126 | HJ60 | AF126 | JP1 | AC132 |
| GEX944 | (AAZ15) | GT81R | AC132 | HJ62 | AC125 | | |
| GEX945 | (AAZ15) | GT83 | AC125 | HJ70 | AF125 | | |
| GEX946 | (AAZ15) | GT87 | AC125 | HJ71 | AF125 | K2,5/9 | OA95 |
| GEX951 | (AAZ18) | GT88 | ASY26 | HJ72 | AF125 | K4/10 | BYX52-600 |
| GEX952 | (AAZ18) | GT109 | AC132 | HJ73 | AF126 | K5/2 | BYX51-600 |
| GFT20 | AC126 | GT122 | AC126 | HJ74 | AF127 | K5/4 | BYX52-600 |
| GFT20R | BC179 | GT161 | AF126 | HJ75 | AF126 | K5/5 | BYX52-600 |
| GFT21 | AC126 | GT222 | AC125 | HMG789 | BAX16 | K5/6 | BYX52-1200 |
| GFT21/15 | AC125 | GT310 | AC128 | HMG3593 | BA100 | K5/61 | BYX52-1200 |
| GFT25 | AC126 | GT759 | AF127 | HMN3593 | BAX16 | K5/62 | BYX52-1200 |
| GFT31 | AC126 | GT760 | AF127 | HMR3593 | BAX16 | K5/103 | AF125 |
| GFT31/15 | AC128 | GT761 | AF126 | HMS3593 | BAX16 | K5/104 | AF125 |
| GFT32 | AC126 | GT762 | AF126 | HS3 | ASY27 | K5/161 | BZY93 series |
| GFT34 | AC128 | GT949 | (AC126) | HS4 | ASY27 | K540 | BZX79-C6V2 |
| GFT34/15 | AC128 | GT2766 | AC127 | HS101 | BAX16 | K1040 | BZX79-C6V8 |
| GFT41 | (AF239) | GT2906 | AC127 | HS1004 | BAX16 | K2040 | BZX79-C6V2 |
| GFT42A | AF125 | GX54 | OA95 | HS1005 | BAX16 | K3040 | BZX79-C7V5 |
| GFT42B | AF125 | GZ10A | BZZ20 | HS1006 | BAX16 | K4040 | BZX79-C8V2 |
| GFT43 | AF127 | GZ12A | BZZ22 | HS1007 | BAX16 | K5040 | BYX52-1200 |
| GFT43A | AF127 | GZ15A | BZZ24 | HS1008 | BAX16 | K6040 | BYX/1200 |
| GFT42B | AF125 | GZ18A | BZZ26 | HS1009 | BAX16 | KFT357F | AF125 |
| GFT43C | AF126 | GZ22A | BZZ28 | HS1010 | BAX16 | KFT357P | AF125 |
| | | | | | | | BZY93 series |
| GFT43D | AF126 | H8DEF | AF127 | HS1011 | BAX16 | KR50 to 58 | BZY93 series |
| GFT44 | AF127 | HA1 | AC125 | HS1012 | BAX16 | KS37A | BZX79-C6V2 |
| GFT45 | AF127 | HA2 | AC125 | HS1395 | BAX16 | KS38A | BZX79-C6V8 |
| GM290 | AF239 | HA3 | AC125 | HS2043 | BZY88-C4V3 | KS38B | BZX79-C6V2 |
| GR1 | BYX50-200 | HA7520 | AC128 | HS2047 | BZX79-C4V7 | KS39A | BZX79-C7V5 |
| GR2 | BYX50-300 | HA7531 | BCZ12 | HS2051 | BZX79-C5V1 | KS40A | BZX79-C8V2 |
| GR2010 | BYX30-200 | HD16A | OA90 | HS2056 | BZX79-C5V6 | KSKE125C/500 | BY127 |
| GR3010 | BYX30-300 | HD197 | AC132 | HS2062 | BZX79-C6V2 | | |
| GR4010 | BYX30-400 | HD2053 | OA95 | HS2068 | BZX79-C6V8 | LT5093 | ASZ15 |
| GSD2 | OA95 | HD2057 | OA95 | HS2075 | BZX79-C7V5 | | |
| GSD2/5/9 | OA91 | HD2060 | OA95 | HS2082 | BZX79-C8V2 | M0 | (BAX12) |
| GSD4/10 | OA95 | HD2063 | OA95 | HS2085 | BZX79-C8V2 | M4HZ | BY127 |
| GSD4/12 | OA95 | HD6005 | OA200 | HS2091 | BZX79-C9V1 | M8HZ | BY127 |
| GSD5/6 | OA95 | HDS395 | BA100 | HS2120 | BZX79-C12 | M12 | BY126 |
| GSD5/61 | OA95 | HE3593 | BA100 | HT400 | (BC548) | M14 | BAX15 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| M22 | (BAV21) | MHT4515 | 2N3553 | MPSU01 | (BD137) | NKT202 - 207 | AC126 |
| M24 | (BA148) | MJ900 | BDX62 | MPSU05 | (BD137) | NKT208 | AC188 |
| M34 | (BA148) | MJ901 | BDX62A | MPSU06 | (BD139) | NKT210 - 214 | AC132 |
| M42 | BYX10 | MJ1000 | BDX63 | MPSU51 | (BD138) | NKT215 | AC128 |
| M44 | (BYX10) | MJ1800 | (BDY98) | MR31 | BA145 | NKT216 | AC132 |
| M62 | BY126 | MJ2500 | BDX64 | MSS1000 | (BA216) | NKT217 | ASY77 |
| M64 | (BY126) | MJ2501 | BDX64A | MSS1001 | (BA216) | NKT219 | ASY80 |
| M69 | (BYX48-310) | MJ3000 | BDX65 | MT14 | BY127 | NKT221 | AC188 |
| M70 | (BYX48-600) | MJ3001 | BDX65A | MT21 | BY127 | NKT222 | AC132 |
| M72D | BY127 | MJ3029 | (BDY95) | MT24 | BY126 | NKT223 | ASY80 |
| M82 | (BYX10) | MJ3030 | (BU133) | MT44 | BY127 | NKT224 | ASY80 |
| M84 | (BYX10) | MJ4000 | BD263 | MT64 | BY127 | NKT225 | ASY80 |
| M102 | BY127 | MJ4001 | BD263A | MT84 | BY127 | NKT228 | (AC188) |
| M104 | (BYX10) | MJ4010 | BD262 | MT101 | (AC187) | NKT229 | ASY80 |
| M550 | OA91 | MJ4011 | BD264A | MT1060 | 2N3570 | NKT241 | (AC128) |
| M550A | OA95 | MJE101 | (BD132) | MTC70 | AC132 | NKT243 | ASY80 |
| M550B | OA95 | MJE105 | (BD132) | MTC71 | AC126 | NKT244 | AC125 |
| M720B | BY127 | MJE201 | (BD131) | MTC72 | AC132 | NKT247 | ASY77 |
| M820 | OA91 | MJE205 | (BD131) | MTC76 | AC128 | NKT251 | AC188 |
| M1230 | OA91 | MJE700 | BD262 | MZ5A | BZX79-C5V6 | NKT252 | AC126 |
| M3100 | OA95 | MJE701 | BD262 | MZ6K | BZX79-C6V2 | NKT253 | AC188 |
| M6100 | OA91 | MJE702 | BD262A | MZ8A | BZX79-C8V2 | NKT261 | AC128 |
| M34A | OA95 | MJE703 | BD262A | MZ10A | BZX79-C10 | NKT262 | AC128 |
| M38A | OA95 | MJE800 | BD263 | MZ12A | BZX79-C12 | NKT264 | AC128 |
| M52 | AA119 | MJE801 | BD263A | MZ15A | BZX79-C15 | NKT270 | ASY27 |
| M51/1N51 | AA119 | MJE802 | BD263A | MZ18A | BZX79-C18 | NKT272 | ASY26 |
| M54A | OA95 | MJE803 | BD263A | MZ22A | BZX79-C22 | NKT274 | ASY26 |
| M54A/1N54C | 1N4148 | MM4 | BY126 | MZ500-9 | BZX79-C5V1 | NKT275 | ASY26 |
| M56/1N56 | BAV10 | MM1549 | BLX92 | MZ500-11 | BZX79-C6V2 | NKT281 | AC125 |
| M81/1N81 | OA95 | MM1550 | BLX93 | MZ1016 | BZX79-C16 | NKT302 | ASY77 |
| M95/1N95 | 1N4148 | MM1551 | BLX94 | MZ4615 | (BZX75-C2V1) | NKT304 | ASY27 |
| M102 | BY127 | MM1557 | BLY91A | MZ4616 | (BZX75-C2V1) | NKT351 | ASY27 |
| MA23A | AA119 | MM1558 | BLY92A | MZ4618 | (BZX75-C2V8) | NKT401 | ASZ15 |
| MA23B | AA119 | MM1559 | BLY93A | MZ4619 | (BZX75-C2V8) | NKT402 | ASZ16 |
| MA23C | AA119 | MM1601 | BLY87A | MZ4620 | BZY88-C3V3 | NKT403 | ASZ18 |
| MA51 | (AA119) | MM1613 | 2N2219 | MZ4621 - 4627 | BZY serie | NKT404 | ASY17 |
| MA51A | AA119 | MM1941 | (BFX89) | MZZ92 serie | BZY96serie | NKT405 | ASZ18 |
| MA125 | BY126 | MMR6/1 | AC126 | | | NKT603 | AF124 |
| MA215 | BY127 | MMR6/2 | AF124 | | | NKT613 | AF124 |
| MA4060D | BYX35 | MMR6/3 | AF126 | | | NKT674 | AF124 |
| MC19 | BAV20 | MMR6/4 | ASZ15 | N201 | ASY28 | NKT675 | AF124 |
| MC22 | BAX12 | MMR6/6 | ASZ18 | NA85 | BY127 | NKT676 | (AF239) |
| MC140 | BD135 | MMR6/11 | AC128 | NKT4 | ASY27 | NKT677 | AF127 |
| MC150 | BD136 | MPF102 | BFW10 | NKT11 | AC125 | NKT713 | AF127 |
| MC800 | BD135 | MPS918 | 2N918 | NKT12 | AC125 | NKT717 | AF127 |
| MC810 | BD137 | MPS2369 | 2N2369 | NKT32 | AF126 | NKT734 | AF127 |
| MC900 | BD136 | MPS2369A | 2N2369A | NKT33 | AF127 | NKT736 | ASY28 |
| MC910 | BD136 | MPS3638 | 2N2906 | NKT42 | AF127 | NKT773 | ASY29 |
| MC2396 | BA100 | MPS6514 | BC148 | NKT43 | AF127 | NKT774 | ASY28 |
| ME1001 | (BC407) | MPS6533 | (BC177) | NKT72 | AF125 | NKT781 | AC127 |
| ME1002 | (BC407) | MPS6534 | (BC177) | NKT73 | AC132 | NU34 | OA95 |
| ME2001 | (BC407) | MPS6535 | (BC177) | NKT124 | AC132 | NU38 | OA95 |
| ME2002 | (BC407) | MPS6580 | BC179 | NKT125 | AC125 | NU58 | OA95 |
| ME4101 | (BC407) | MPS9600 - 9603 | BF115 | NKT127 | 2N1309 | NV34 | OA95 |
| ME4102 | (BC407) | MPSA18 | (BC547) | NKT128 | AC128 | NV38 | OA95 |
| MEU22 | BDY96 | | | NKT132 | AF126 | NV58 | OA95 |
| MFT122 | AC128 | | | NKT133 | AF127 | | |
| MFT123 | AC127 | | | NKT135 | AC132 | | |
| MHT4414 | 2N3553 | | | NKT137 | AC132 | | |
| MHT4453 | BFY55 | | | NKT201 | AC188 | | |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| OA5 | AAZ15 | OA265 | OA95 | OC171 | (AF124) | OC622 | (AF125) |
| OA7 | AAZ17 | OA266 | OA95 | OC200 | BCZ10 | OC623 | (AF125) |
| OA9 | AAZ18 | OAZ200 - 227 | BZX79 serie | OC201 | BCZ11 | OC624 | (AF125) |
| OA10 | (AAZ17) | OAZ208 | BZY88C-4V3 | OC202 | (ASY27) | OC701 | (BCY31) |
| OA21 | OA90 | OAZ228 | BZY93C/10 | OC203 | (BCY34) | OC702 | (AC127) |
| OA45 | BAV10 | OAZ230 | BZY93C/12 | OC204 | BCY38 | OC810 | (AC125) |
| OA47 | (AAZ17) | OAZ240 - 247 | BZY79 serie | OC205 | (BCY39) | OC811 | AC125 |
| OA48 | BAV10 | OAZ268 | BZY88C/4V3 | OC206 | (BCY40) | OC6015 | AC125 |
| OA49 | BAV10 | OAZ269 | BZY79C-5V1 | OC302 | (AC128) | OS13 | AF126 |
| OA50 - 61 | OA95 | OAZ270 - 273 | BZY79 serie | OC303 | (AC125) | OS33 | BA100 |
| OA65 | OA95 | OAZ291 | BZY93C-7V5 | OC304 | (AC125) | OS34 | OA202 |
| OA70 | OA90 | OAZ292 | BZY93C-9V1 | OC304-1 | (AC125) | OS35 | OA202 |
| OA71 | OA95 | OC5 | (AF124) | OC304-2 | (AC125) | OX3003 | AC125 |
| OA72 | AA119 | OC13 | (AC125) | OC304-3 | (AC125) | OX3004 | AC132 |
| OA73 | OA90 | OC14 | (AC126) | OC305-N | AC125 | OX4001 | AF126 |
| OA74 | OA95 | OC16 | (AD162) | OC305-1 | (AC126) | OY100 | BY127 |
| OA79 | AA119 | OC28 | ASZ15 | OC305-2 | (AC126) | OY101 | BY127 |
| OA80 | OA91 | OC29 | ASZ16 | OC306-1 | (AC125) | OY241 | BY127 |
| OA81 | OA95 | OC33 | (AC125) | OC306-2 | (AC125) | OY252 - 257 | BY127 |
| OA85 | OA90 | OC34 | AC125 | OC306-3 | (AC125) | OY312 - 317 | BY127 |
| OA86 | (OA95) | OC35 | (ASZ17) | OC307 | ASY80 | OY5061 - 5067 | BY127 |
| OA87 | OA95 | OC36 | ASZ18 | OC307-1 | (ASY76) | | |
| OA91 | OA95 | OC37 | ASY76 | OC307-2 | (ASY76) | | |
| OA92 | OA95 | OC38 | AC132 | OC307-3 | (ASY76) | | |
| OA96 | 1N4148 | OC41 | BSY27 | OC308 | AC128 | | |
| OA100-30 | OA95 | OC42 | ASY27 | OC309 | ASY77) | P6 | BY127 |
| OA126 | BZX79-C4V7 | OC43 | (ASY27) | OC310 | AC128 | P6HZ | BYX25-1000R |
| OA126-4 | BZX88-C3V9 | OC44 | (AF126) | OC318 | AC128 | P6RP8 | BY127 |
| OA126-5 | | OC45 | (AF126) | OC364 | BC179 | P100 | BY126 |
| 126-12 | BZX79 serie | OC46 | (ASY26) | OC390 | AF127 | P504 | (BYX38-300) |
| OA126-14 | BZX79-C15 | OC47 | (ASY27) | OC400 | (ASY27) | P506 | (BYX38-300) |
| OA126-18 | BZX79-C18 | OC57 | (AF124) | OC410 | (ASY27) | P510 | (BYX42-600) |
| OA127 | AAZ18 | OC58 | (AF125) | OC430 | (BCY33) | P1004(R) | BYX48-300(R) |
| OA128 | (AAZ17) | OC59 | (AF126) | OC440 | BCY30) | P1006(R) | BYX48-300(R) |
| OA129 | (AAZ17) | OC60 | (AF127) | OC443K | BCZ10 | P1010(R) | BYX42-300(R) |
| OA130 | (AAZ15) | OC65 | AC125 | OC445 | (BCY30) | P2004(R) | BYX48-300(R) |
| OA150 | OA95 | OC66 | AC126 | OC449 | (BCY30) | P2006(R) | BYX48-300(R) |
| OA159 | AA119 | OC70 | AC125 | OC449K | ACZ12 | P2010(R) | BYX42-300(R) |
| OA160 | OA90 | OC71 | AC125 | OC450 | (BCY30) | P3010(R) | BYX42-600(R) |
| OA161 | (OA95) | OC72 | AC132 | OC460 | BCZ11 | P4004(R) | BYX48-600(R) |
| OA174 | OA95 | OC73 | AC126 | OC463 | (BCY34) | P4006(R) | BYX48-600(R) |
| OA179 | AA119 | OC74 | AC128 | OC465 | (BCY34) | P4010(R) | BYX42-900(R) |
| OA180 | (AAZ17) | OC75 | AC126 | OC466 | (BCY34) | P5006(R) | BYX48-900(R) |
| OA182 | (AAZ15) | OC76 | (ASY76) | OC467 | (BCY34) | P5010(R) | BYX42-900(R) |
| OA186 | 1N4148 | OC77 | (ASY77) | OC468 | (BCY32) | P6004(R) | BYX48-900(R) |
| OA199 | AA119 | OC78 | (AC128) | OC460K | BCZ11 | P6006(R) | BYX48-900(R) |
| OA200 | BAX16 | OC79 | AC132 | OC469 | (BCY30) | P6010(R) | BYX42-900(R) |
| OA202 | BAX16 | OC79C | ASY73 | OC470 | (BCY31) | P8004(R) | BYX48-1200(R) |
| OA204 | BA100 | OC80 | (AC126) | OC470K | BCZ11 | P8006(R) | BYX48-1200(R) |
| OA210 - 213 | BYX38 serie | OC81 - 85 | (AC128) | OC601 | AC125 | P8010(R) | BYX42-1200(R) |
| OA214 | BY127 | OC110 | (AC125) | OC602 | AC125 | PA340(A) | BY126 |
| OA215 | (BYX38-600) | OC120 | (AC125) | OC602S | AC132 | PADT23 | AF127 |
| OA216 | (BYX38-300) | OC122 | (AC126) | OC603 | AC126 | PADT24 | AF127 |
| OA250 | (BYX52-600) | OC123 | (AC125) | OC604 | AC126 | PADT25 | AF126 |
| OA251 | (BYX52-600) | OC130 | AC125 | OC604S | AC128 | PADT28 | AF139 |
| OA252 | (BYX52-600) | OC139 | (ASY73) | OC610 | (AF126) | PADT30 | AF139 |
| OA257 | OA90 | OC140 | (ASY74) | OC612 | (AF127) | PADT31 | AF125 |
| OA258 | OA90 | OC141 | (ASY75) | OC613 | (AF126) | PBC107 | BC107 |
| OA260 | (BYX52-600) | OC169 | (AF126) | OC614 | (AF125) | PBC108 | BC108 |
| OA261 | OA95 | OC170 | (AF125) | OC615 | (AF124) | PBC109 | BC109 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| PH108 | BY127 | RL449 | OA95 | SD7 | BAX16 | SFD110 | AA119 |
| PH1012 | BY127 | RN2015 | BYX25-600 | SD8 | BY127 | SFD112 | AA119 |
| PH1021 | BY126 | RN3015 | BYX25-600 | SD15 | BAX16 | SFD113 | AA119 |
| PS125 | (BY126) | RN4015 | BYX25-800 | SD30 | BAX16 | SFD115 | AA119 |
| PS140 | BY126 | RN5015 | BYX25-1000 | SD34 | OA95 | SFD119 | BAV10 |
| PS2247 | BY126 | RN6015 | BYX25-1000 | SD34A | OA95 | SFD121 | AAY21 |
| PT1558 | 2N3553 | RR83 | AC125 | SD38 | OA95 | SFD122 | AAZ17 |
| PT3690 | 2N1613 | RR87 | AC125 | SD46 | AA119 | SFD125 | AAZ15 |
| PZ10A | BZZ20 | RR117 | AC125 | SD50 | BAX16 | SFD127 | (AAZ17) |
| PZ12A | BZZ22 | RR160 | AC127 | SD54 | OA95 | SFD129 | AAZ18 |
| PZ15A | BZZ24 | RR161 | AC126 | SD60 | OA90 | SFD132 | (AAZ17) |
| PZ18A | BZZ26 | RR162 | AC126 | SD80 | BAX16 | SFD135 | AAZ15 |
| PZ22A | BZZ26 | RRY14 | AC125 | SD91 | BYX86-150 | SFD180 | BAX16 |
| | | RRY20 | AC125 | SD92 | (BY127) | SFD181 | BAX16 |
| | | RRY34 | AC125 | SD94 | (BY127) | SFD182 | AA119 |
| Q6 | AC132 | | | | | | |
| Q7 | AC132 | RT2460 | BCZ12 | SD96 | BY127 | SFR125 | AAZ15 |
| Q8 | AC132 | RZ10A | BZY93-C10 | SD220 | BAX16 | SFR150 | BY126 |
| Q12H01 | AF127 | RZ12A | BZY93-C12 | SD925 | BY126 | SFR151 | BY126 |
| QZ4-7 | BZX79-C4V7 | RZ15A | BZY-C15 | SEO5A | (BY127) | SFR152 | BY126 |
| | | RZ18A | BZY93-C18 | SE32 | BA148 | SFR153 | BY127 |
| QZ6-8 | BZX79-C6V8 | | | | | | |
| QZ8-2 | BZX79-C8V2 | RZ22A | BZY93-C22 | SE1001 | (BF194) | SFR154 | BY126 |
| | | RZ27A | BZY93-C27 | SE1002 | (BF194) | SFR155 | BYX38-900 |
| | | RZ33A | BZY93-C33 | SE1010 | (BF194) | SFR156 | BYX38-900 |
| | | RZ39A | BZY93-C39 | SE2001 | (BF185) | SFR164 | BY127 |
| | | RZ47A | BZY93-C47 | SE3001 | (BF173) | SFR180(R) | BYX42-600(R) |
| RD4,7A | (BZY96-C4V7) | RZ56A | BZY93-C56 | SE5001 | (BF173) | SFR181(R) | BYX42-600(R) |
| RD5,1A | (BZY96-C5V1) | S2AR1 | (BY127) | SE5002 | (BF173) | SFR182(R) | BYX42-600(R) |
| RD5,6A | BZX61-C5V6 | S2E20 | BY126 | SE5003 | (BF173) | SFR183(R) | BYX42-600(R) |
| RD6,2A | BZX61-C6V2 | S16 | (BY126) | SE5020 | (BF173) | SFR184(R) | BYX42-900(R) |
| RD6,8A | BZX61-C6V8 | S16A, B | (BY126) | SE5021 | (BF173) | SFR191 | BYX25-600 |
| RD7,5A | BZX61-C7V5 | S20 | BY127 | SE5022 | (BF173) | SFR251 | BY126 |
| RD9B | BZX61-C8V2 | S21 – 24 | BAX16 | SE5003 | (BF167) | SFR252 | BY126 |
| RF1 | AF127 | S28 | BY127 | SE5024 | (BF167) | SFR254 | BY126 |
| RF2,7B | (BZX75-C2V8) | S32 – 35 | BAX16 | SE5025 | (BF173) | SFR255 | BY127 |
| RF3B | (BZX75-C2V8) | S63 | BY127 | SE5052 | (BF200) | SFR256 | BY127 |
| RF3,3B | BZY88-C3V3 | S235 | (BY126) | SE5055 | (BF200) | SFR264 | BY127 |
| RF3,6B | BZY88-C3V6 | S243 | (BY126) | SE6020A | BFY44 | SFR266 | BY127 |
| RL31 | OA95 | S258 | BY127 | SE7001 | (BSW68) | SFR268 | BY127 |
| RL31G | AA119 | S407 | BA100 | SE7015 | BF178 | SFT48 | AC127 |
| RL32 | OA95 | S555G | BAW62 | SE8001 | 2N2218 | SFT101 – 104 | AC125 |
| RL32G | AA119 | SA131 | AC128 | SF115 | BC107 | SFT105 – 108 | AC126 |
| RL33 | AA119 | SAY30 | BAX16 | SF165 | BF196 | SFT109 | AC125 |
| RL33D | AA119 | SAY32 | BAX16 | SF166 | BF196 | SFT111 | AC125 |
| RL34 | OA95 | SAY40 | AA119 | SF167 | BF167 | SFT112 | AC132 |
| RL34G | OA95 | SAY42 | BAX16 | SF173 | BF173 | SFT114 | ASZ15 |
| RL41 | OA90 | SB100 | AF126 | SF180 | BF180 | SFT115 | AC126 |
| RL41G | OA90 | SC8 | BY127 | SF181 | BF181 | SFT116 | AC125 |
| RL43 | OA95 | SC12 | AC125 | SF194 | BF194 | SFT117 | AF124 |
| RL43G | OA95 | SC107 | BC107 | SF195 | BF195 | SFT118 | AF124 |
| RL44 | OA95 | SC108 | BC108 | SF196 | BF196 | SFT119 | AF126 |
| RL44G | OA95 | SC109 | BC109 | SF197 | BF197 | SFT120 | AF125 |
| RL49 | OA90 | SCE1 | BY126 | SF200 | BF200 | SFT121 | AC132 |
| RL52 | AA119 | SCE4 | BY126 | SFD010 | AA119 | SFT122 | AC132 |
| RL143 | OA95 | SCE6 | BY127 | SFD021 | (AAZ17) | SFT123 | AC132 |
| RL231 | OA95 | SCR53A | BT101-300R | SFD037 | (AAZ17) | SFT124 | AC188 |
| RL232 | AA119 | SD1 | BY126 | SFD083 | BA217 | SFT125 | AC188 |
| RL329 | AA119 | SD1B | BY127 | SFD104 | OA90 | SFT125P | ASY80 |
| RL349 | OA90 | SD2 | BY127 | SFD106 | OA90 | SFT126 | ASY26 |
| RL419 | OA90 | SD5 | BAX16 | SFD107 | AA119 | SFT127 | ASY26 |
| RL439 | OA95 | SD6 | BY127 | SFD108 | OA95 | SFT128 | ASY27 |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| SFT130 | AC128 | SFT367 | AC128 | ST125 | AC126 | TF1 | BYX36-150 |
| SFT131 | AC128 | SFT377 | AC127 | ST171 | AF127 | TF2 | BYX36-150 |
| SFT131P | ASY80 | SFT506 | AC126 | ST172 | AF126 | TF5 | (BAW62) |
| SFT142 | (ASY80) | SFT507 | ASY26 | ST173 | ASY74 | TF6 | 1N914 |
| SFT143 | (ASY76) | SFT508 | 2N1309 | ST301 | AC126 | TF7 | (BAW62) |
| SFT144 | (ASY77) | SFT522 | AC127 | ST302 | AC126 | TF11 | BA100 |
| SFT145 | AC128 | SFT523 | AC132 | ST303 | AC125 | TF20 | BAX16 |
| SFT146 | AC128 | SFT582 | AC125 | ST1244 | BFY50 | TF21 | (BAX15) |
| SFT150 | ASZ15 | SFT584 | AC125 | ST6110 | BFY55 | TF22 | OA202 |
| SFT151 | (AC125) | SFT714 | (BC107) | SV124 | BZX79C-5V6 | TF23 | BA145 |
| SFT152 | (AC125) | SHI | BY126 | SV128 | BZX79C-8V2 | TF44 | BAX13 |
| SFT153 | AC125 | SI01 | BY127 | SV134 | BZX79C-12 | TF49 | ASY27 |
| SFT163 | AF239 | SI03 | BY127 | SW05 | BY127 | TF51 | BAV10 |
| SFT171 - 174 | (AF239) | SI61K | BYX32-1200 | SW05A | BY127 | TF65 | (AC125) |
| SFT184 | ASY28 | SI61L | BYX32-800 | SW05B | BY127 | TF65/30 | AC125 |
| SFT186 | BF179 | SI5065 | BY127 | SW05C | BY127 | TF65/30M | AC125 |
| SFT187 | BF'V30 | SID20E | BYX52-600 | SW05S | BY127 | TF65/60 | ASY77 |
| SFT206 | ASY26 | SID20K | BYX52-1200 | SX561 | BAV10 | TF65/60M | ASY77 |
| SFT207 | ASY26 | SJ053F | BYX38-300 | SX631 | (BY126) | TF65M | AC125 |
| SFT208 | ASY27 | SJ270 | BY126 | SX632 | (BY127) | TF66 | AC132 |
| SFT211 | ASZ15 | SJ2,5/06 | BYX42-900R | SX633 | (BY127) | TF66/30I | AC132 |
| SFT214 | ASZ17 | SK5/02 | BY126 | SX634 | (BY126) | TF66/30II | AC132 |
| SFT221 | 2N1303 | SK5/12 | BYX25-1000 | SX635 | (BY127) | TF66/30III | AC132 |
| SFT222 | (ASY77) | SK10/12 | BYX32-1000R | SX638 | (BY127) | TF66/60 | ASY77 |
| SFT223 | 2N1305 | SK40 | BY126 | SX641 | BAV10 | TF68 | AF126 |
| SFT226 | ASY26 | SK3004 | BC178 | SX761 | BZY91-C33 | TF69/30 | AC128 |
| SFT227 | ASY26 | SK3005 | AF124 | SZ6 | BZX79-C6V2 | TF70 | ASY73 |
| SFT228 | ASY27 | SK3006 | AF239 | SZ7 | BZX79-C6V8 | TF71 | ASY74 |
| SFT229 | ASY27 | SK3007 | AF239 | SZ8 | BZX79-C8V2 | TF72 | ASY74 |
| SFT232 | AC128 | SK3008 | AF124 | SZ9 | BZX79-C9V1 | TF75 | 1N4448 |
| SFT234 | ASY77 | SK3010 | AC127 | T12G | AAZ17 | TF77 | AC128 |
| SFT237 | AC125 | SK3016 | BY126 | T13G | (AAZ17) | TF77/30 | AC128 |
| SFT238 | ASZ15 | SK3017 | BY127 | T14G | (AAZ17) | TF77/60 | ASZ15 |
| SFT240 | ASZ18 | SK3019 | BC109 | T21G | (AA119) | TF78/30 | (AD162) |
| SFT241 | AC128 | SK3024 | BD137 | T34D | AC132 | TF78/60 | (AD162) |
| SFT242 | AC128 | SK3027 | 2N3055 | T34E | AC132 | TF80/60 | ASZ15 |
| SFT243 | AC128 | SL400 | BYX40-600 | T34F | AC132 | TF80Y80 | ASZ15 |
| SFT250 | (ASZ15) | SL600 | BYX40-600 | T65 | AC125 | TF227 | BA100 |
| SFT253 | ASY77 | SLA560 | BY127 | T1159 | AC132 | THP36 | ASY74 |
| SFT260 | ASY74 | SLA604 | BY126 | T1360 | AF126 | THP44 | AC132 |
| SFT288 | ASY27 | SLA604A | BY126 | T1361 | AF126 | THP47 | ASZ17 |
| SFT298 | 2N1308 | SLA2616 | BY127 | T1375 | AF125 | THP106 | BC148 |
| SFT306 | AC126 | SLA3196 | BY127 | T1376 | AC128 | TI363 | (AF239) |
| SFT307 | 2N1305 | SM280 | (BY127) | T1377 | AC128 | TI408 | (BC109) |
| SFT308 | 2N1309 | SP8A | AC125 | T1390 | AF126 | TI409 | (BC109) |
| SFT316 | AF126 | SP8B | AC125 | T1675 | AF125 | TI415 | (BC107) |
| SFT317 | AF126 | SP8C | AC126 | T1690 | AF125 | TI419 | (BC107) |
| SFT319 | AF127 | SR10H1 | BYX25-600 | T1691 | AF124 | TI485 | (BC109) |
| SFT320 | AF127 | SR500 | (BY127) | T1692 | AF126 | TI3027 | (ASZ16) |
| SFT321 | AC125 | SR500B | (BY127) | T1727 | AF126 | TI3028 | (ASZ15) |
| SFT322 | AC125 | SR1692 | BY126 | T1737 | AF125 | TI3031 | (ASZ15) |
| SFT323 | AC125 | SR42-1 | BY127 | T1814 | AF125 | TIP29A | (BD137) |
| SFT325 | AC128 | ST2 | BYX32-800 | T1832 | AC126 | TIP30 | (BD138) |
| SFT335 | (AC125) | ST28C | AF127 | T1833 | AC126 | TIP31 | (BD131) |
| SFT337 | AC126 | ST37D | AF126 | T2024 | AC126 | TIP32 | (BD132) |
| SFT354 | AF125 | ST70 | (2N2369) | T2028 | AC126 | TIP110 | BD263 |
| SFT357 | AF125 | ST121 | AC125 | T2030 | AC126 | TIP111 | BD263A |
| SFT357 | AF125 | ST122 | AC128 | T2478 | BSX19 | TIP112 | BD263B |
| SFT357P | (AF239) | ST123 | AC126 | TCR42C | BTX18-100 | TIP115 | BD262 |
| SFT358 | AF124 | ST124 | AC125 | | | TIP116 | BD262B |




**NOMOGRAMA PARA BOBINAS DE UNA CAPA CON NUCLEO DE AIRE**

Este nomograma permite hallar fácilmente uno de los cuatro parámetros de las bobinas de una capa con núcleo de aire conocidos los otros tres. Las líneas de construcción unen los valores de la relación *diámetro bobina/longitud* y del *diámetro*, y los del *número de espiras* y de la *inductancia*, con punto común en la línea de referencia.

Multiplicado el *número de espiras* por $10^n$, la *inductancia* resulta multiplicada en $100^n$.

# Bibliografía

JULIO MARINA

**ELECTRICIDAD TEORICA BASICA**
**Primera parte: Electrostática**
**Segunda parte: Electrodinámica**
Texto programado. Biblioteca Técnica Philips
Paraninfo. Magallanes, 21. Madrid-15
*Dos volúmenes de 206 y 210 páginas (21 x 15 cm). 1974*




Esta obra está dedicada a la exposición de los fundamentos teóricos de la Electricidad en forma de texto programado. Cada capítulo consta de una serie de apartados por medio de los cuales el alumno puede ir estudiando el tema de manera sistemática y progresiva, contestando las preguntas planteadas y comparando sus respuestas con la respuesta correcta. Se incluye asimismo "módulos de recuperación" mediante los cuales aquellos lectores que no han comprendido bien un concepto pueden seguir trabajando sobre él. Los conceptos más importantes de cada capítulo se reunen en la Sección de Anotaciones, que el lector ha de completar para obtener un resumen del capítulo.

Indice de la primera parte: El átomo, Carga eléctrica. Ley de Coulomb. Campo eléctrico, línea de fuerza. Ley de Gauss. Energía potencial gravitatoria.

Indice de la segunda parte: Corriente eléctrica. Resistencia eléctrica. Ley de Ohm. Ley de Joule. Generadores de corriente continua. Motores eléctricos. Fuerza electromotriz. Ley de Ohm generalizada. Diferencia de potencial entre dos puntos de un circuito. Conexión de resistencias. Conexión de generadores. Leyes de Kirchoff.

CHARLES PEPIN

**NUEVOS DISEÑOS DE RADIOCONTROL RECREATIVO**
Marcombo, S. A. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
*Un volumen de 156 páginas (17 x 24 cm). 1974*




Evidentemente el radiocontrol recreativo cuenta hoy en día con un gran número de aficionados gracias en gran medida a las posibilidades y ventajas que ofrecen los modernos componentes electrónicos. Este libro está dedicado a la descripción del funcionamiento y montaje de varios equipos diseñados y realizados por el autor con materiales y componentes de fácil adquisición en Francia.

Los equipos descritos son los siguientes:

Emisor "X-N15" y receptor "R-P4" de 72 MH2 para lancha teledirigida
Equipo auxiliar de medida y comprobación (sintonía)
Mando de dirección servo "G-5" para lancha teledirigida
Mandos automáticos de simulación con volante de dirección y pedal de embrague
Emisor "X-F77" de 72 MH
Servo "J-6"
Simili-multicanal "SM-5"
Bloque "R-CP72" para planeadores, etc.
Mando manual automático
Bicanal "MRA" para planeador o bidroplano
Servo a tiristores.

EMILIO HELLIN MORO

**TELEVISION FUNDAMENTAL PARA TECNICOS REPARADORES**
Ediciones CEDEL. Mallorca, 257. Barcelona-8
*Un volumen de 148 páginas (17 x 23,5 cm). 1974*




El propósito de este libro es el de proporcionar al estudiante de televisión los conocimientos que todo técnico debe poseer para ejercer su profesión con pleno éxito. Están escritos con sencillez y amenidad, exento de fórmulas y al alcance de cualquier iniciado en electrónica.

El primer capítulo trata de la emisora de televisión, describiendo la generación de la información de video y sonido y la función de los impulsos de sincronismo.

Los dos capítulos siguientes describen el receptor de televisión, circuito por circuito, con indicación de las averías más comunes en las diversas etapas.

En el capítulo cuarto se presenta un resumen de averías ilustradas con fotografías. Con esta tabla de averías se localiza rápidamente la etapa averiada, sea cual fuere la marca del televisor o modelo.

En el apéndice se estudian los generadores de barrido y se describen dos kits de receptores de televisión, con indicación de materiales necesarios para el montaje, esquemas prácticos y relación de posibles averías y deficiencias de funcionamiento más frecuentes y modo de subsanarlas.

REINBARD BIRCHEL

**CIRCUITOS INTEGRADOS PARA EL RADIOAFICIONADO**
Marcombo S. A. Avda. José Antonio, 594. Barcelona-7
*Un volumen de 118 páginas (12 x 12 cm). 1974*




En este manual, dentro de la colección "Electrónica Práctica", se describen un gran número de realizaciones prácticas con circuitos integrados especialmente dedicados al radioaficionado.

Se dedica el primer capítulo, a modo de introducción, a explicar lo que son y las posibilidades que ofrecen los circuitos integrados.

El capítulo segundo trata de las aplicaciones de los circuitos integrados lineales en la estabilización de tensión, en la amplificación de radiofrecuencia, en la mezcla y detección de señales y en la amplificación de baja frecuencia, con numerosos ejemplos prácticos.

El tercer capítulo está dedicado a aplicaciones de los circuitos integrados digitales, analizando en primer lugar los circuitos básicos y describiendo después algunas realizaciones prácticas tales como un reloj de estación digital, un frecuenciómetro digital y un oscilador con selección decádica de frecuencias.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.




# APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

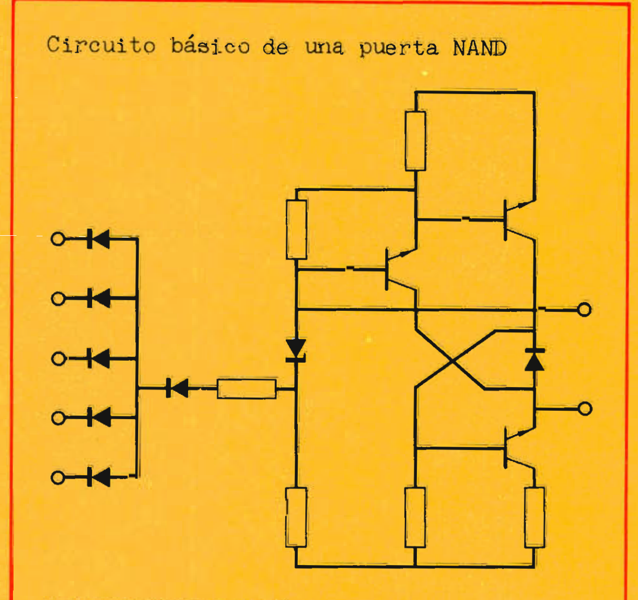
ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación..... | 12 V +12,5 % -5 % |
| | 15 V +13 % -10 % |
| Temperatura ambiente de trabajo...................... | 0 ºC a 70 ºC |
| Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).................... | 150 ns |
| Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO......... | 10 |
| estado ALTO......... | 100 |
| Margen de ruido c.c. | |
| alimentación 12 V......... | 5 V |
| alimentación 15 V | |
| estado BAJO............ | 5 V |
| estado ALTO............ | 8 V |

**Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.**

# REVISTA *Miniwatt*

Vol. 14-Núm. 5 MAYO 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

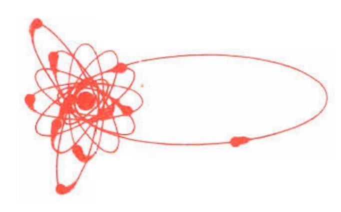
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar.
No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

# REVISTA "Miniwatt"

**Publicación de aplicaciones electrónicas**



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

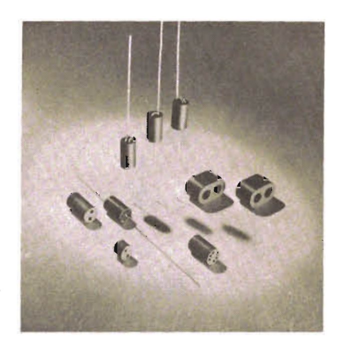
DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7





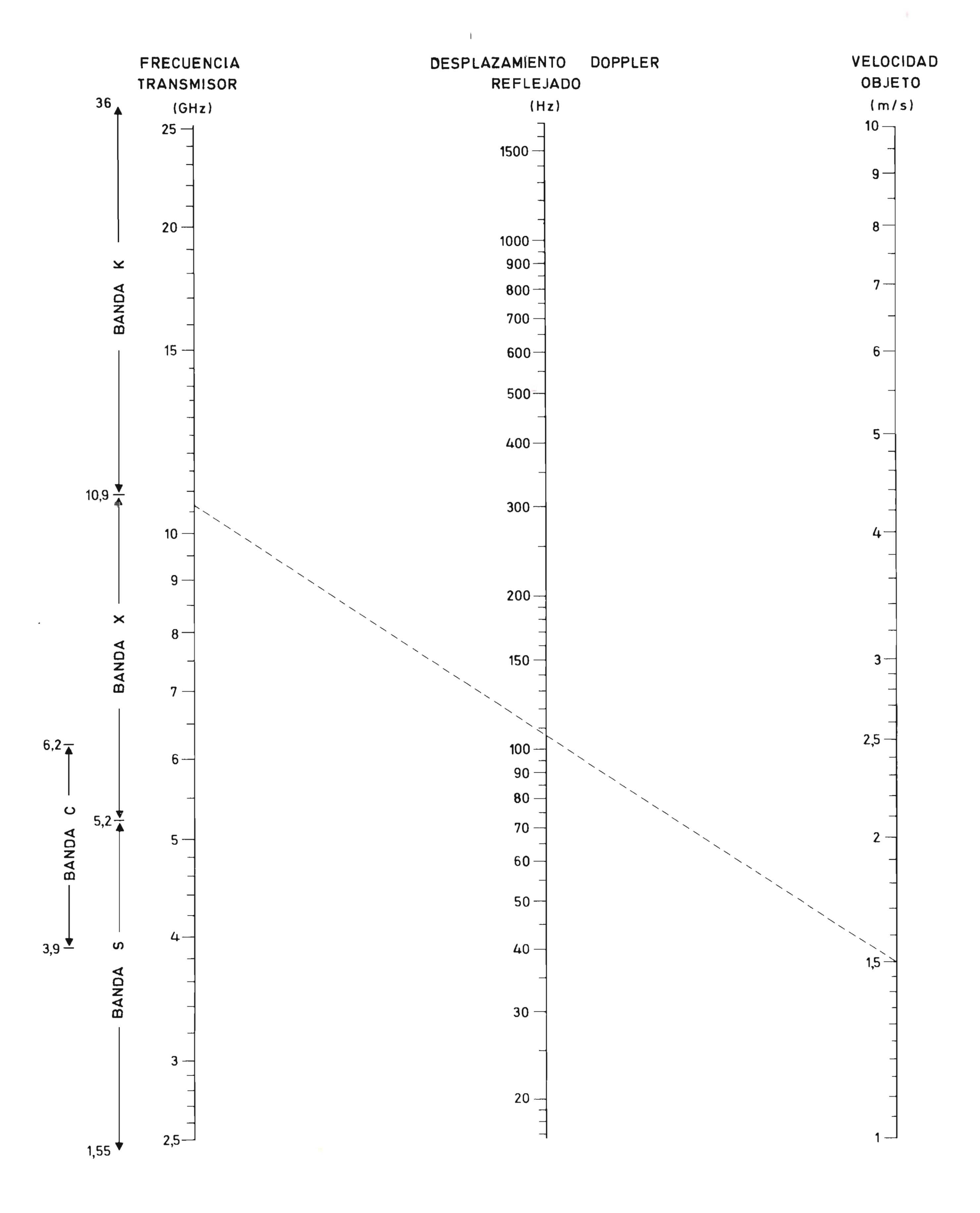
Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Piezas de Ferroxcube empleadas para blindaje y amortiguamiento y para choques de alta frecuencia en motores eléctricos, equipos de control y otros aparatos para reducir interferencias y evitar acoplamientos.

# ÍNDICE




Nomograma para calcular el desplazamiento Doppler en un sistema de radar

# PREAMPLIFICADORES DE AUDIO CON EL CIRCUITO INTEGRADO TDA 1002

El circuito integrado TDA1002 está especialmente diseñado para ser empleado como preamplificador en equipos magnetofónicos tanto para grabación como para lectura. Incorpora todos los circuitos necesarios para grabación y reproducción con la excepción de la etapa de salida.

Consta de dos partes:

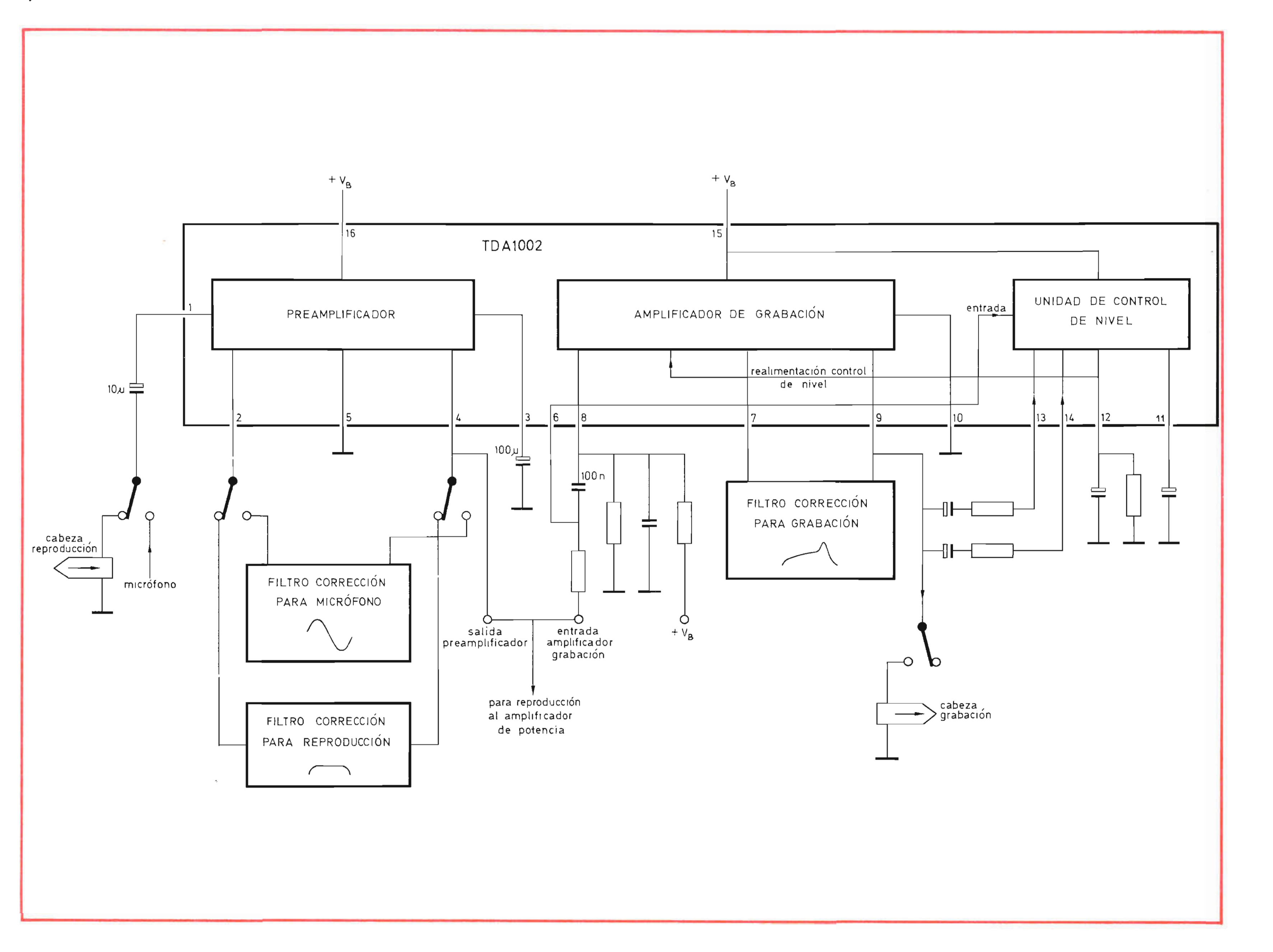
—un preamplificador para micrófono durante la grabación, o preamplificador compensado en frecuencia durante la reproducción.

—un amplificador de grabación con control de nivel automático. Este último funciona como limitador dinámico con un tiempo de limitación corto.

El amplificador de grabación puede ser excitado directamente por los circuitos detectores de receptores de radio y por ello, este circuito integrado es adecuado para receptores de radio, en cuyo caso la salida del detector es accesible para grabación y la entrada de audio para reproducción.

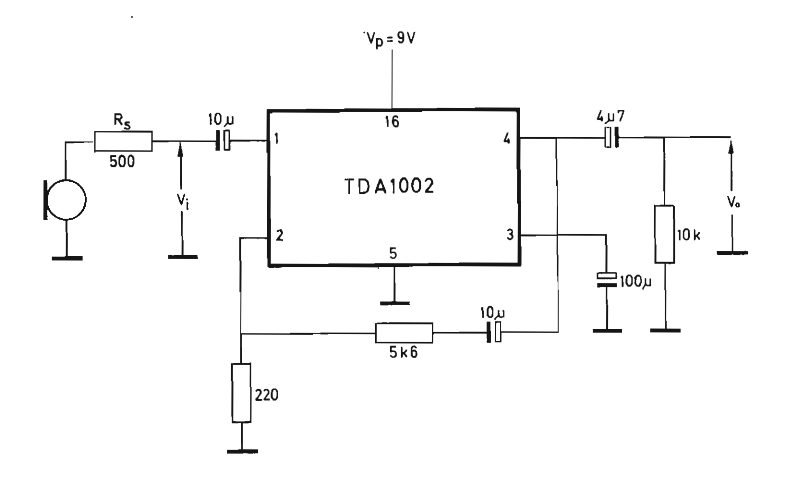
**Principales características**

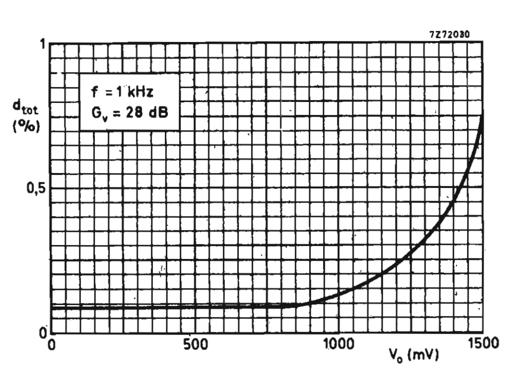
| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Tensión de alimentación nominal ....... | 8 V | | | |
| Corriente de reposo total............... | 13,5 mA | | | |
| *Preamplificador* | *Grabación* | | *Reproducción* | |
| Ganancia de tensión ...... | 28 | | 50 | dB |
| Impedancia de entrada.... | 20 | | 20 | kΩ |
| Distorsión antes de recorte | 0,1 | | 3 | % |
| *Amplificador de grabación* | | | | |
| Ganancia de tensión | | 54 | | dB |
| Impedancia de entrada.... | | 10 | | kΩ |
| Distorsión para 1 V....... | | 0,4 | | % |
| *Control de nivel automático* | | | | |
| Tensión de salida para 10 mV................ | | 400 | | mV |
| Tensión de salida para 1 V | | 900 | | mV |
| Tiempo de limitación..... | | 4 | | ms |
| Tiempo de recuperación... | | 20 | | s |



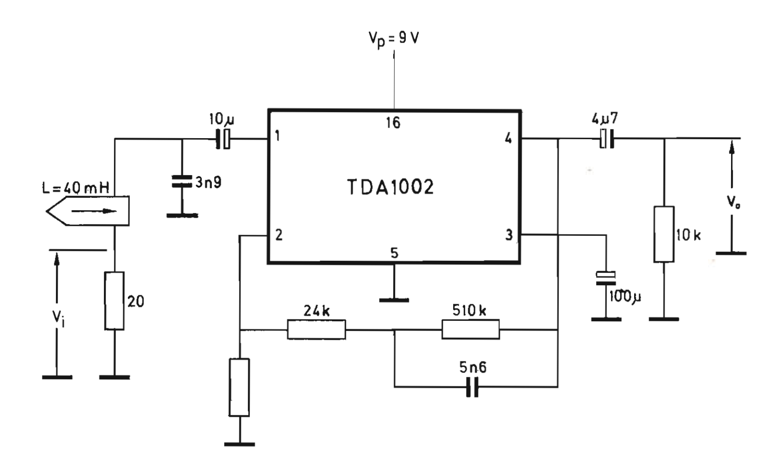
+ $V_B$
+ $V_B$
TDA1002
PREAMPLIFICADOR
AMPLIFICADOR DE GRABACIÓN
entrada
UNIDAD DE CONTROL DE NIVEL
realimentación control de nivel
10μ
100μ
100n
1
2
5
4
3
6
8
7
9
10
13
14
12
11
cabeza reproducción
micrófono
FILTRO CORRECCIÓN PARA MICRÓFONO
FILTRO CORRECCIÓN PARA REPRODUCCIÓN
salida preamplificador
entrada amplificador grabación
+ $V_B$
para reproducción al amplificador de potencia
FILTRO CORRECCIÓN PARA GRABACIÓN
cabeza grabación

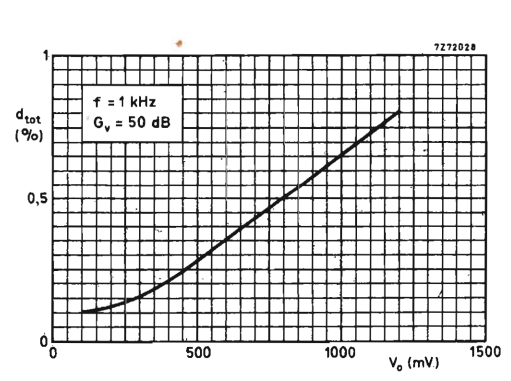
Preamplificador empleado como amplificador de micrófono



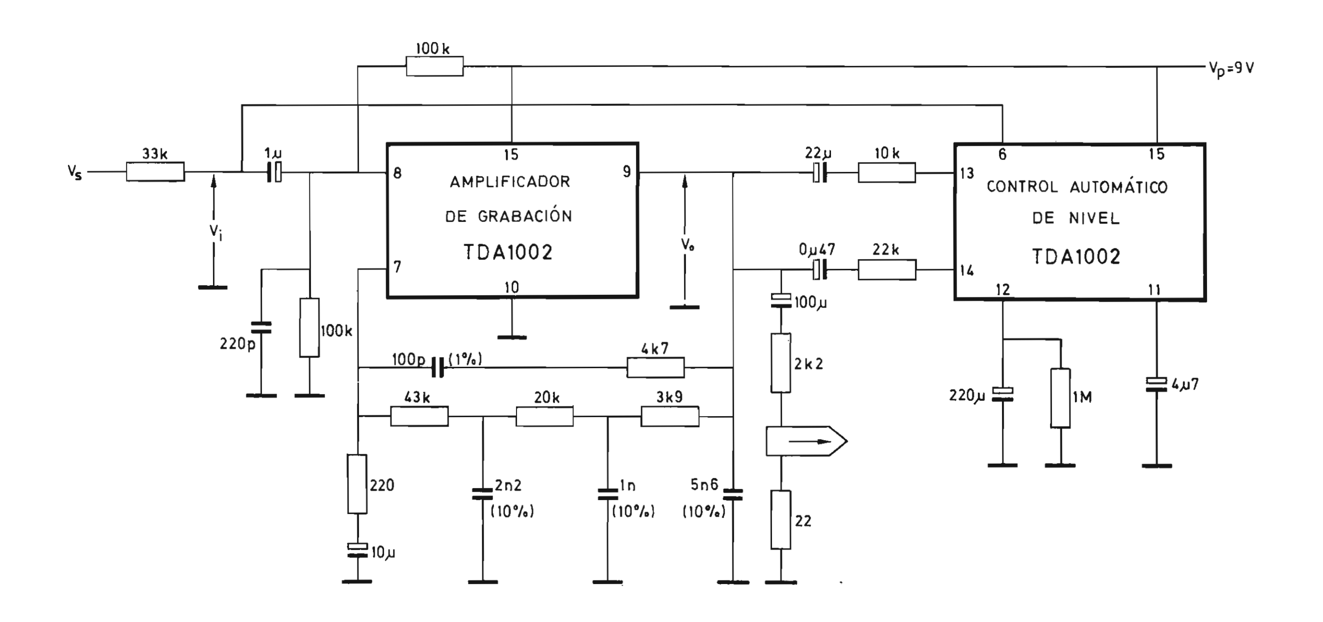



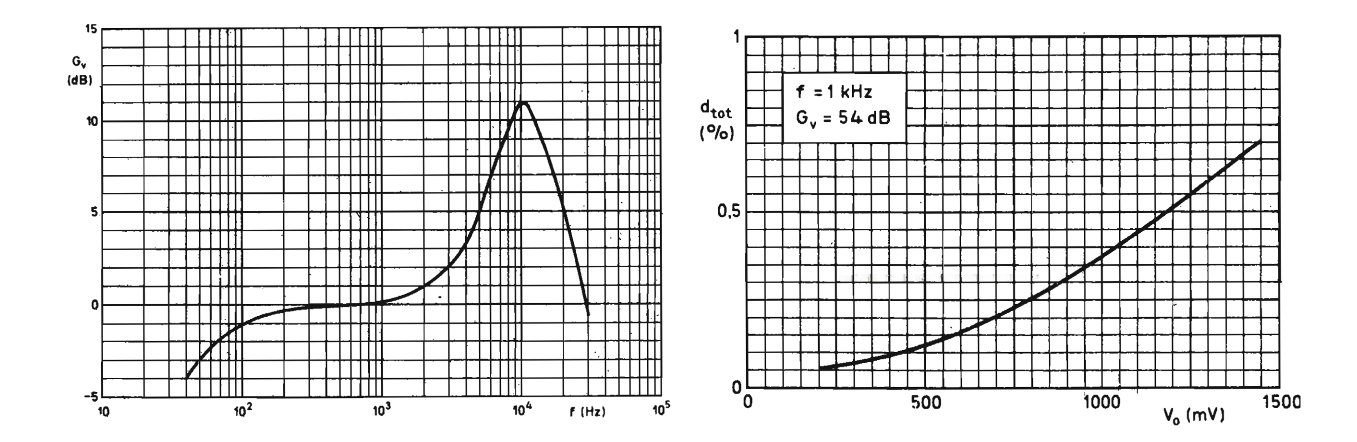

Preamplificador de lectura para magnetófono (cabeza de lectura de 40 mH)



Amplificador para grabación con control de nivel automático



# FERROXDURE MATERIAL MAGNETICO PERMANENTE

*En este artículo se estudian las principales propiedades del Ferroxdure, material magnéticò permanente, y se dan las características de los distintos tipos de este material disponibles actualmente.*

**Introducción**

Los modernos imanes permanentes son a la vez versátiles y de larga duración de vida. Si son empleados correctamente, su magnetismo permanecerá prácticamente invariable indefinidamente. El *Ferroxdure* es un material cerámico magnético que se produce actualmente en gran cantidad y que se encuentra en cualquier lugar en una o más de las siguientes aplicaciones:

altavoces
teléfonos
receptores de televisión
termostatos
motores pequeños
contadores eléctricos
refrigeradores
relojes eléctricos
equipos de alta fidelidad
cerraduras
etc.

Y en muchos automóviles en:

motores limpiaparabrisas
magnetos y dinamos
velocímetros
amperímetros
etc.

En la industria, los imanes permanentes se emplean en aplicaciones que requieren gran fiabilidad:

medidores de bobina móvil
separadores de mineral
motores de precisión
grúas
relés y contactores
etc.

El Ferroxdure es un material magnético y duro, y gracias a sus propiedades especialmente desarrolladas pueden obtenerse los modernos imanes que se necesitan hoy en día en el hogar y en la industria. Los materiales magnéticos duros son aquellos que presentan un estado magnético difícil de cambiar: se resisten tanto a la magnetización como a la desmagnetización. Su magnetismo es debido a las corrientes de electrones en grupos de átomos orientados de forma similar. En el estado no magnetizado, estos grupos de átomos, conocidos con el nombre de *dominios,* están orientados al azar y la polarización resultante es igual a cero. Si se aplica un campo magnetizador algunos dominios se orientan de acuerdo con el campo aplicado y crecen a expensas de los dominios no orientados, hasta que el resto del material queda completamente orientado o saturado. Si después se retira el campo magnetizador, la microestructura del material evita que los dominios recupe-

ren su desorganizada disposición anterior y el imán queda polarizado.

En este estado, el imán tiene propiedades similares a las de un electroimán. La suma de los efectos de las corrientes de electrones en los átomos es similar a la acción de la corriente que circula en un electroimán. La energía se almacena en el imán de modo que puede obtenerse hasta la mitad de ella en el espacio que rodea al imán o concentrarse mediante piezas polares en un entrehierro determinado.

El campo en el cual esta energía externa se almacena puede ser empleado de distintas formas. Estas formas pueden clasificarse de acuerdo con la aplicación. Cuando el imán es fijo, puede ejercer fuerzas sobre otros imanes o materiales magnéticos blandos, y sobre cargas eléctricas móviles. El mismo imán puede, a su vez, estar sometido a una fuerza de otro campo magnético, como en la brújula. Las aplicaciones de los imanes pueden clasificarse en cuatro grupos (tabla 1).

Además de estas aplicaciones, los imanes permanentes pueden emplearse también en la polarización de ferritas blandas para asegurar efectos giromagnéticos en aisladores y circuladores para aplicaciones de microondas.

De este modo un imán permanente es esencialmente un dispositivo en el cual puede almacenarse energía sin las continuas pérdidas de potencia resistiva que son inevitables con los electroimanes normales. El empleo de un imán permanente representa un ahorro de energía y disipasión de potencia. El empleo de imanes permanentes conmutables en grúas y otros dispositivos elevadores reduce el consumo de potencia mientras aumenta la seguridad.

**Propiedades del material**

Después de haber sometido un imán a un campo magnético de saturación y retirado dicho campo magnetizante, permanece cierto desorden de la orientación de los dominios. Sin campo exterior ($H = 0$), el imán retendrá la mayor parte de la magnetización inducida por el campo magnetizante. Esta magnetización *remanente* (inducción) está indicada por $B_r$ en la figura 1.

En presencia de un campo magnético exterior de sentido opuesto al del campo original, la inducción disminuirá gradualmente hasta llegar a cero. El campo exterior para el que esto ocurre se denomina campo o fuerza *coercitiva*, $H_{cB}$. La curva entre los puntos ($B = B_r$, $H = 0$) y ($B = 0$, $H = H_{cB}$) es la

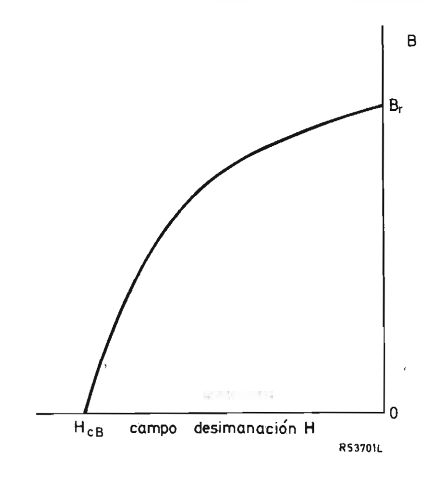



Figura 1. Curva de desimanación de un imán permanente. $B_r$ es la densidad de flujo remanente (inducción). $H_{CB}$ es la fuerza coercitiva

*Tabla 1. Aplicaciones de los imanes permanentes*

| *Función* | *Aplicaciones* |
|---|---|
| Conversión entre energía eléctrica y mecánica | Motores eléctricos, dinamos, altavoces, micrófonos, frenos magnéticos, magnetos, medidores de bobina móvil, velocímetros |
| Acción de una energía sobre un material magnético | Relés, acoplamientos, soportes, cerraduras, abrazaderas y embragues magnéticos, separadores magnéticos, indicadores y visualizadores magnéticos. |
| Alineación del imán en un campo exterior | Brújulas, medidores de imán móvil (algunos amperítros), mecanismos de posicionamiento (algunos motores paso a paso). |
| Acción de una energía sobre cargas eléctricas móviles | Magnetrones, tubos de onda progresiva, algunos tubos de rayos catódicos, algunos klistrones de potencia, dispositivos de efecto Hall, algunos intensificadores de imagen. |

curva de desmagnetización del material obtenida en el segundo (o cuarto) cuadrante de la curva de histéresis.

El campo exterior opuesto puede ser debido a la formación de polos en el mismo imán. La formación de polos ocurrirá cuando el material no forme parte de un circuito magnético cerrado y dará lugar a una auto-desmagnetización parcial del imán. Puede considerarse que el imán está sometido a una carga, representada por la línea de carga de la figura 2, la cual corta a la curva de desmagnetización en un determinado punto ($B_m$, $H_m$). El producto $B_m$ x $H_m$ representa la energía almacenada en el campo magnético producida por el imán en el espacio que le rodea. Esta energía llega a un máximo en un punto de la curva de desmagnetización que se conoce como punto $(B \times H)_{máx}$. Los imanes diseñados de forma que sus líneas de carga pasen por punto $(B \times H)_{máx}$, representan generalmente el diseño más eficiente para una cierta aplicación.

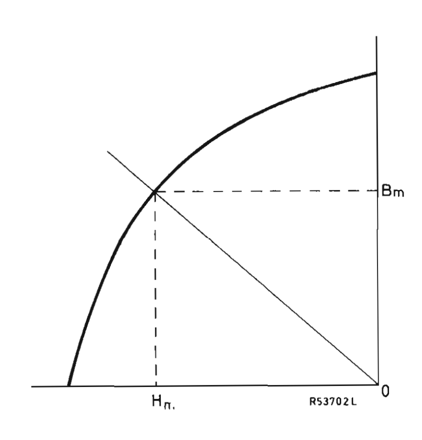



Figura 2. Curva de desimanación con una línea de carga

La curva descrita anteriormente es la curva de desmagnetización del material magnético. La inducción (densidad de flujo, $B$) en el interior de un imán es debida a la magnetización del material magnético y el campo exterior, el cual también existe en el espacio ocupado por el propio material. De este modo, cuando existe algún campo exterior, hay cierta diferencia entre el valor observado de la inducción, y la intensidad de magnetización del imán. Esta diferencia será pequeña cerca de $B_r$, pero aumenta hacia $H_{cB}$. De este modo la coercitividad observada, $H_{cB}$, no representará el punto de la desmagnetización del imán, puesto que permanecerá cierta polarización, $H_{cJ}$. Las curvas histéresis de inducción y polarización se comparan en la figura 3.

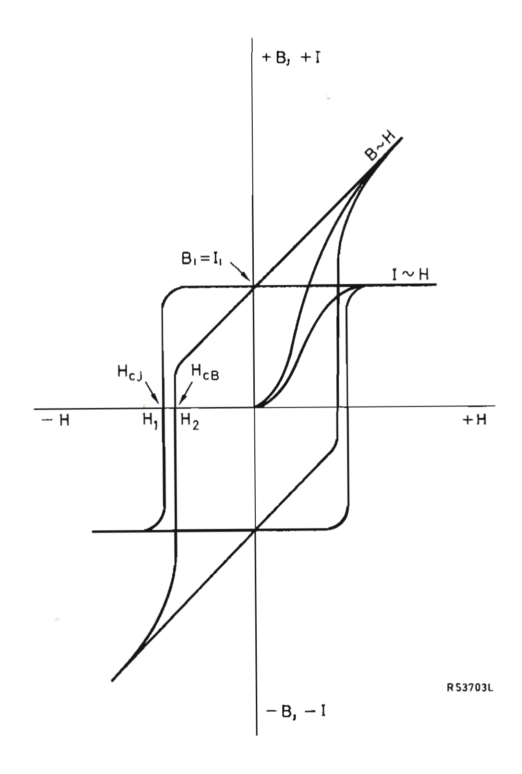



Figura 3. Comparación entre lazos de histéresis intrínseco y observado (inducción)

Durante la fabricación, algunos imanes permanentes se someten a un tratamiento adecuado para mejorar sus propiedades magnéticas en una determinada dirección a expensas de las propiedades en otras direcciones. Se dice que los imanes así tratados son *anisótropos* en contraste con aquellos que tienen propiedades similares en todas direcciones, conocidas con el nombre de *isotrópico* . Si se desean imanes en materiales anisotrópico , es importante especificar el eje de magnetización requerido. Para imanes de ferroxdure *isótropos* el eje de magnetización debe ser rectilíneo.

En la tabla 2 se indican las principales propiedades magnéticas del Ferroxdure.

**Ferroxdure plástico.** Los imanes de SP5, SP10. SP50 y SP130 se producen por inyección y moldeo, los de P30 y P40 por extrusión y los de D55 por presión y endurecimiento.

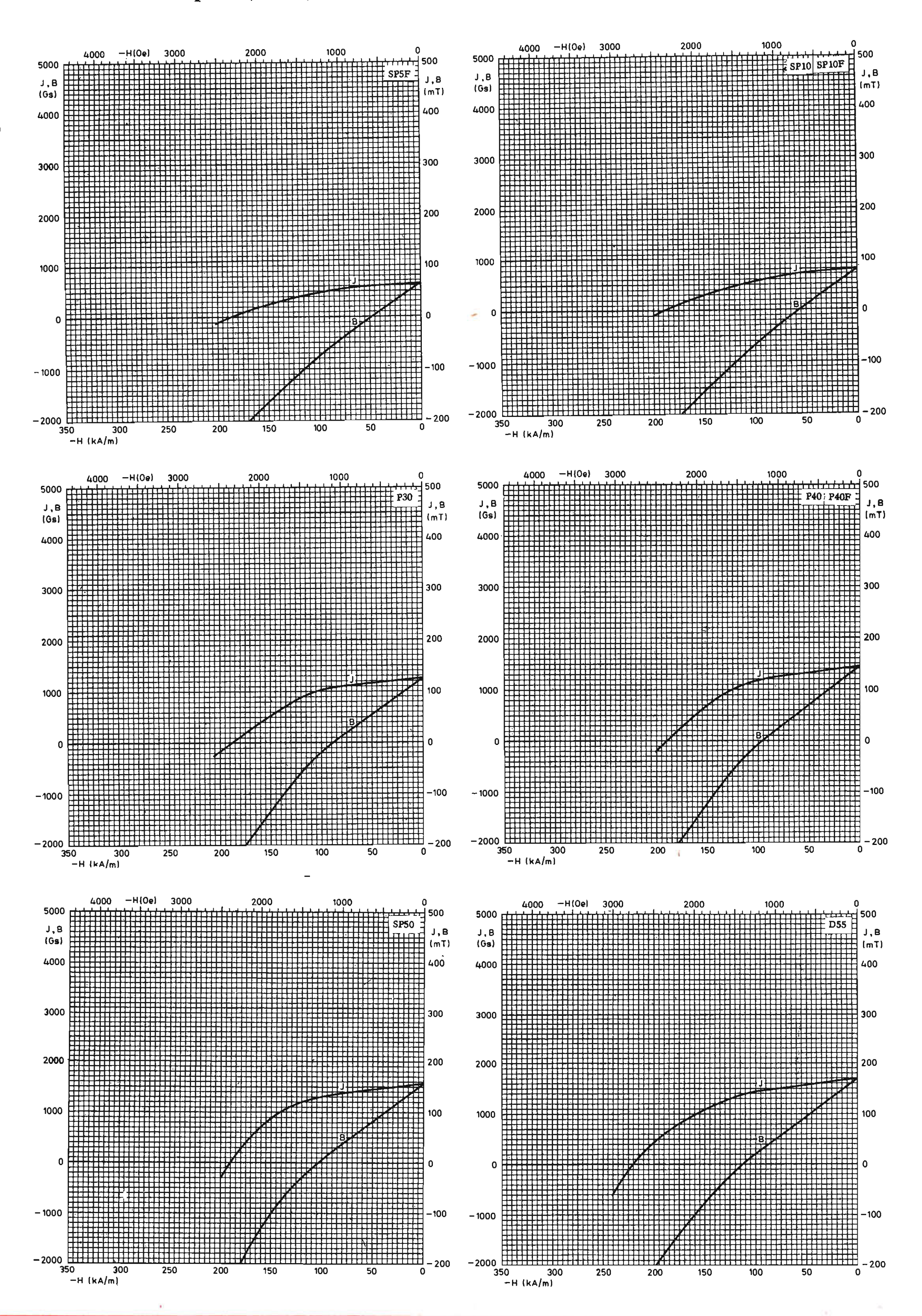
| Material y composición | Producto energía máxima | | Remanencia | | Coercitividad | | Coercitividad de polarización | | B y H para $(BH)_{máx.}$ | | Campo de saturación |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $(BH)_{máx.}$ kJ/m3 (MGsOe) | | $B_r$ mT (Gs) | | $H_{cB}$ kA/m (Oe) | | $H_{cJ}$ kA/m (Oe) | | $B_d$ mT (Gs) | $H_d$ kA/m (Oe) | $H_{sat}$ kA/m (Oe) |
| | típ. | mín. | típ. | mín. | típ. | mín. | típ. | mín. | típ. | típ. | típ. |
| **Isótropo** | | | | | | | | | | | |
| Ferroxdure SP5F [1])<br>75% $BaFe_{12}O_{19}$<br>25% termoplástico | 0,7<br>(0,088) | | 65 (máx.)<br>(650 máx.) | 60<br>(600) | 50<br>(628) | 45<br>(565) | 190<br>(2390) | | | | 800<br>(10 000) |
| Ferroxdure SP10;SP10F<br>75% $BaFe_{12}O_{19}$<br>25% termoplástico | 0,9<br>(0,11) | 0,8<br>(0,1) | 66<br>(660) | 63<br>(630) | 55<br>(691) | 50<br>(628) | 190<br>(2390) | | | | 800<br>(10 000) |
| Ferroxdure P30<br>85% $BaFe_{12}O_{19}$<br>15% termoplástico | 2,8<br>(0,35) | 2,4<br>(0,30) | 125<br>(1250) | 115<br>(1150) | 88<br>(1110) | 84<br>(1050) | 190<br>(2390) | | | | 800<br>(10 000) |
| Ferroxdure P40;P40F<br>90% $BaFe_{12}O_{19}$<br>10% termoplástico, | 3,6<br>(0,45) | 3,2<br>(0,4) | 145<br>(1450) | 135<br>(1350) | 96<br>(1210) | 88<br>(1110) | 190<br>(2390) | | | | 800<br>(10 000) |
| Ferroxdure SP50;SP50F<br>93% $BaFe_{12}O_{19}$<br>7% termoplástico | 4,4<br>(0,55) | 4<br>(0,5) | 155<br>(1550) | 150<br>(1500) | 104<br>(1310) | 100<br>(1260) | 190<br>(2390) | | | | 800<br>(10 000) |
| Ferroxdure D55<br>95% $BaFe_{12}O_{19}$<br>5% | 4,8<br>(0,6) | 4,4<br>(0,55) | 170<br>(1700) | 165<br>(1650) | 112<br>(1410) | 104<br>(1310) | 220<br>(2760) | | | | 800<br>(10 000) |
| **Anisótropo** | | | | | | | | | | | |
| Ferroxdure SP130<br>90% $BaFe_{12}O_{19}$<br>10% termoestable | 11<br>(1,4) | 10<br>(1,3) | 240<br>(2400) | 230<br>(2300) | 175<br>(2200) | 167<br>(2100) | 240<br>(3020) | | | | 800<br>(10 000) |

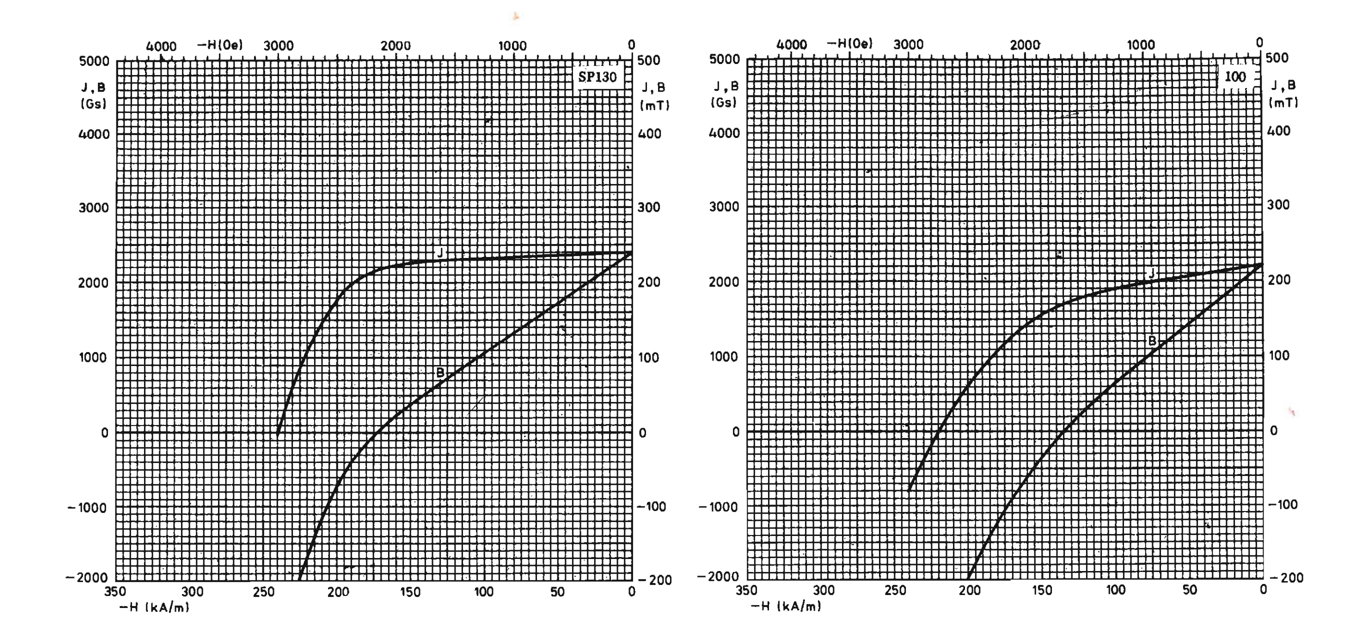
El sufijo "F" detrás de la designación del material indica material resistente a llama.

**Ferroxdure (ferritas).** Los imanes son prensados y sinterizados y pueden ser pulidos.

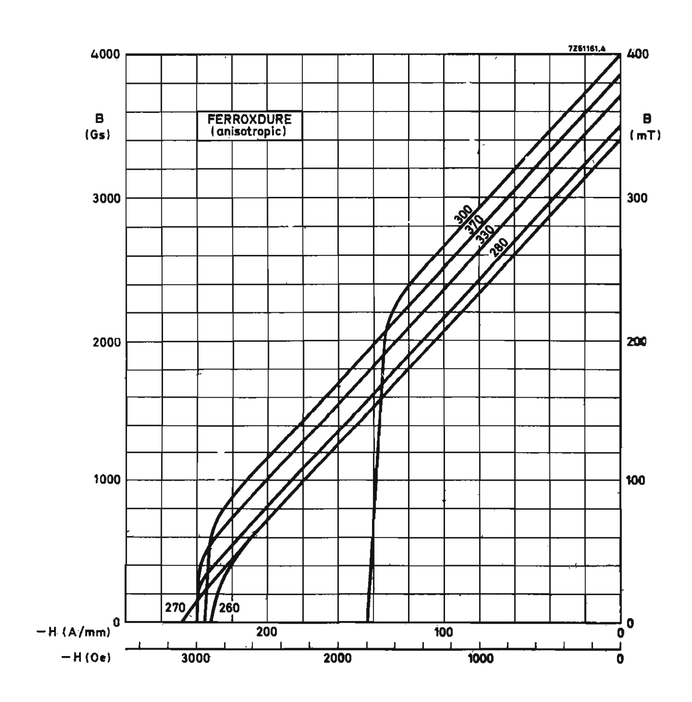
| Material y composición química aproximada, | Producto energía máxima | | Remanencia | | Coercitividad | | Coercitividad de polarización | | B y H para $(BH)_{máx.}$ | | Campo de saturación |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $(BH)_{máx.}$ kJ/m3 (MGsOe) | | $B_r$ mT (Gs) | | $H_{cB}$ kA/m (Oe) | | $H_{cJ}$ kA/m (Oe) | | $B_d$ mT (Gs) | $H_d$ kA/m (Oe) | $H_{sat}$ kA/m (Oe) |
| | típ. | mín. | típ. | mín. | típ. | mín. | típ. | mín. | típ. | típ. | mín. |
| **Isótropo** | | | | | | | | | | | |
| Ferroxdure 100<br>$BaFe_{12}O_{19}$ | 7,6<br>(0,95) | 7 2<br>(0,9) | 220<br>(2200) | 210<br>(2100) | 135<br>(1700) | 130<br>(1630) | 220<br>(2760) | | | | típ. 800<br>(típ. 10 000) |
| **Anisótropo** | | | | | | | | | | | |
| Ferroxdure 270<br>$SrFe_{12}O_{19}$ | 21,5<br>(2,7) | 19,9<br>(2,5) | 340<br>(3400) | 330<br>(3300) | 255<br>(3200) | 247<br>(3100) | 334<br>(4200) | 318<br>(4000) | 165<br>(1650) | 131<br>(1650) | 1114<br>(14 000) |
| Ferroxdure 280<br>$SrFe_{12}O_{19}$ | 22,3<br>(2,8) | 20,7<br>(2,6) | 350<br>(3500) | 340<br>(3400) | 239<br>(3000) | 223<br>(2800) | 255<br>(3200) | 239<br>(3000) | 180<br>(1800) | 127<br>(1600) | 876<br>(11 000) |
| Ferroxdure 330<br>$SrFe_{12}O_{19}$ | 25,5<br>(3,2) | 23,9<br>(3,0) | 370<br>(3700) | 360<br>(3600) | 239<br>(3000) | 223<br>(2800) | 247<br>(3100) | 231<br>(2900) | 180<br>(1800) | 143<br>(1800) | 876<br>(11 000) |
| Ferroxdure 370<br>$SrFe_{12}O_{19}$ | 27,9<br>(3,5) | 27,1<br>(3,4) | 385<br>(3850) | 380<br>(3800) | 235<br>(2950) | 223<br>(2800) | 247<br>(3100) | 231<br>(2900) | 190<br>(1900) | 151<br>(1900) | 876<br>(11 000) |
| Ferroxdure 300<br>$BaFe_{12}O_{19}$ | 28,7<br>(3,6) | 27,1<br>(3,4) | 400<br>(4000) | 390<br>(3900) | 143<br>(1800) | 127<br>(1600) | 147<br>(1850) | 131<br>(1650) | 240<br>(2400) | 119<br>(1500) | 557<br>(7000) |
| Ferroxdure 380<br>$SrFe_{12}O_{19}$ | 27,1<br>(3,4) | 25,5<br>(3,2) | 380<br>(3800) | 370<br>(3700) | 263<br>(3300) | 247<br>(3100) | 279<br>(3500) | 263<br>(3300) | 185<br>(1850) | 147<br>(1850) | 955<br>(12 000) |

**Curvas de desimanación típicas (25° C)**





SP130
100
J
B
J, B (Gs)
J, B (mT)
−H(Oe)
−H (kA/m)
4000
3000
2000
1000
0
5000
500
400
300
200
100
−100
−200
−1000
−2000
350
250
150
50

FERROXDURE
(anisotropic)
B (Gs)
B (mT)
300
370
330
280
270
260
−H (A/mm)
−H (Oe)
4000
3000
2000
1000
0
400
200
100

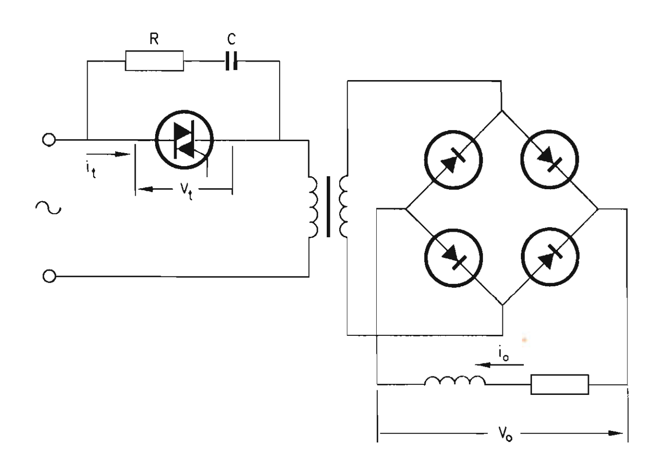
# CONTROL DE CARGAS INDUCTIVAS DE C.C. MEDIANTE TRIACS

*Las cargas inductivas constituyen un problema importante en los sistemas de control por medio de triacs. En este artículo se analiza este problema y se describe la forma de resolverlo para obtener una conmutación segura del triac con carga inductiva.*

**El problema de las cargas inductivas**

Esta publicación estudia el problema de conmutación que se presenta cuando se utilizan triacs en circuitos de control de fase con cargas inductivas. Es probable que la falta de conmutación ocurra debido a la inductancia del circuito que impone un repentino aumento de tensión en el triac después de la conducción. Es bastante difícil el control de transformadores alimentando un puente rectificador cargado inductivamente porque añade el efecto de una rápida caída de corriente durante la conmutación. Para conocer mejor la naturaleza del problema, resumiremos aquí el comportamiento de los triacs en la conmutación.

Los triacs son elementos de control de potencia bipolares que pueden cebarse con cualquier polaridad de tensión aplicada a sus terminales. Difieren de los tiristores en que no hay tiempo de descebado impuesto por el circuito. Para asegurar la conmutación, el gradiente de caída de corriente antes del descebado y el gradiente de tensión reaplicada, deben estar por debajo de unos límites especificados. Un excesivo gradiente de caída de corriente tiene un fuerte efecto sobre el gradiente máximo de subida de tensión que puede mantenerse, pues entonces se dispone de una gran carga almacenada para iniciar el cebado en el próximo semiciclo.



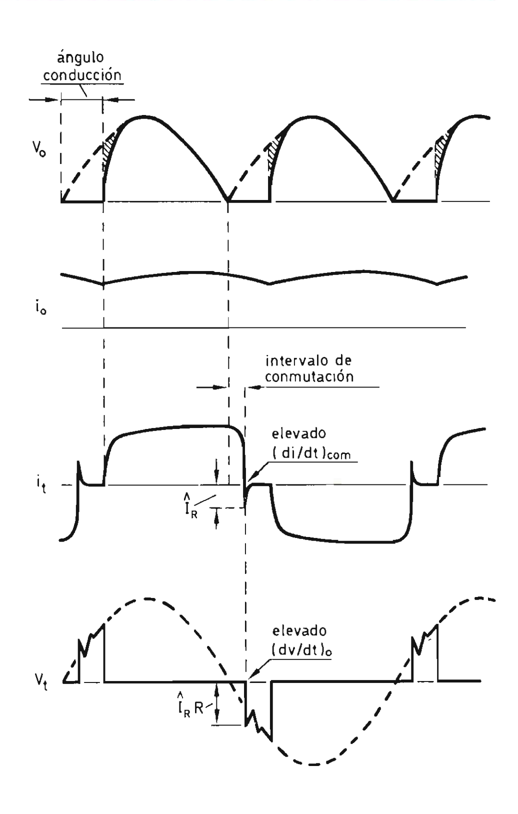
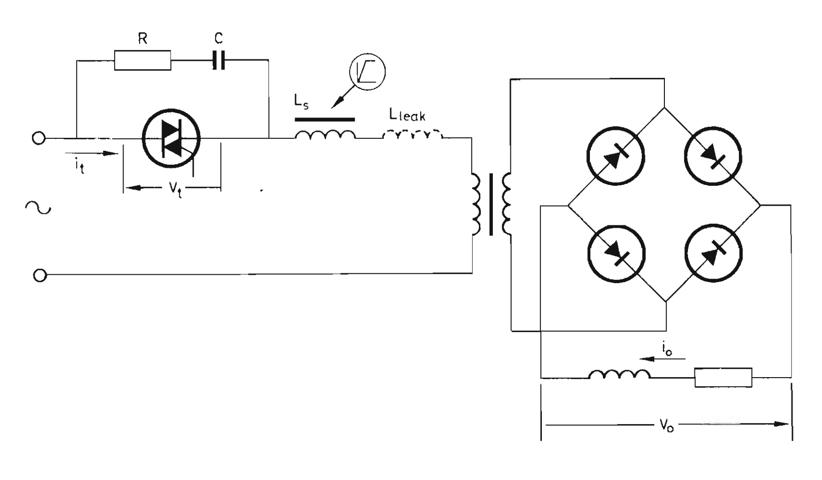




Figura 1. Control por triac de un transformador que alimenta un rectificador con carga inductiva



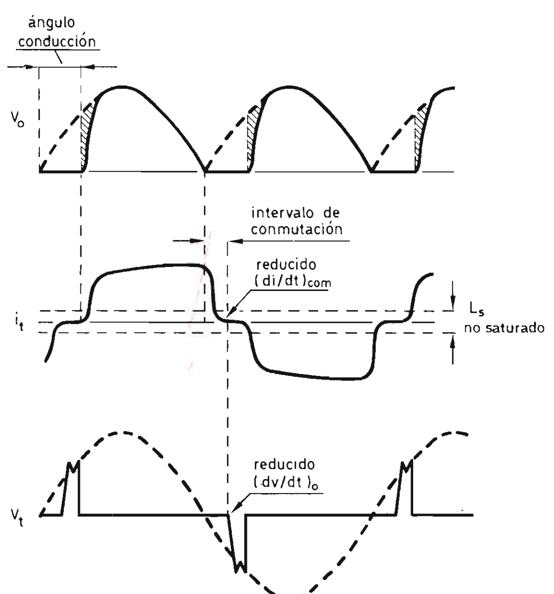




Figura 2. Inserción de un choque saturable para asegurar la conmutación.

La figura 1 presenta el caso de un transformador controlado por un triac seguido por un rectificador con carga inductiva. La inductancia de la carga obliga a los diodos a conducir siempre que la tensión de salida continua instantánea cae a cero. Así el secundario del transformador está cortocircuitado algún tiempo después de las transiciones por cero de la tensión de red y una tensión inversa se aplica al triac, descebándolo. A causa de la inductancia de fugas del transformador el triac no se desceba inmediatamente sino que continúa conduciendo durante el llamado *intervalo de conmutación* (véase la forma de la onda $i_t$). Durante este intervalo aparece un gradiente de caída de corriente muy alto $(di/dt)_{com}$, por dos razones. Primera, la inductancia de fugas de la mayor parte de los transformadores es bastante baja. (Esto es necesario para lograr una pequeña pérdida de tensión continua —ver áreas sombreadas en la forma de la onda $v_O$.) Segunda, cuando comienza la conmutación circula una importante corriente con carga inductiva del rectificador. El elevado valor de $(di/dt)_{com}$ da lugar al alto gradiente de subida de tensión $(dv/dt)_0$. Mientras la corriente cae rápidamente, el pico inverso de la corriente de recuperación es relativamente grande $\hat{I}_R$. En el descebado $\hat{I}_R$ se transfiere bruscamente a los elementos $R$ y $C$ de supresión de transitorios, de manera que la tensión aumenta a modo de escalón al nivel $\hat{I}_R R$ ($C$ descargado inicialmente). Debido al alto valor de $(di/dt)_{com}$ y de $(dv/dt)_0$, resulta pérdida de control, a no ser que se tomen medidas necesarias para prevenirlo.

## Obtención de una conmutación segura

Un choque saturable en serie con el primario del transformador es efectivo para lograr conmutación segura. Véase la figura 2. La saturación debe ocurrir en una fracción de la corriente de carga nominal, de modo que la pérdida en tensión de salida del rectificador sea mínima (áreas sombreadas $v_O$). Con una corriente baja se dispone de una alta inductancia que "suaviza" la conmutación y así elimina transitorios. El choque retrasa el aumento de tensión, de modo que se interpone un período de reposo de algunas decenas de microsegundos, durante el cual el triac puede recuperarse. No es difícil diseñar el choque de manera que el gradiente de caída de corriente $(di/dt)_{com}$, y el gradiente de subida de tensión $(dv/dt)_0$, sean suficientemente pequeños para asegurar un control seguro.

## Análisis del circuito

En el intervalo de conmutación, el secundario del transformador está cortocircuitado de modo que la inductancia de la carga mantiene a los diodos del rectificador en conducción (fig. 2) y se aplica el esquema simplificado de la figura 3. Por otro lado, si

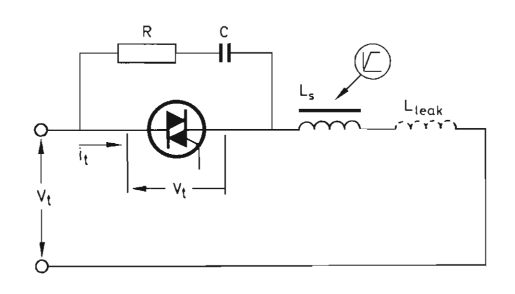



Figura 3. Esquema del circuito utilizado para el análisis
*Ls* choque saturable
*Lleak* inductancia de fuga del transformador

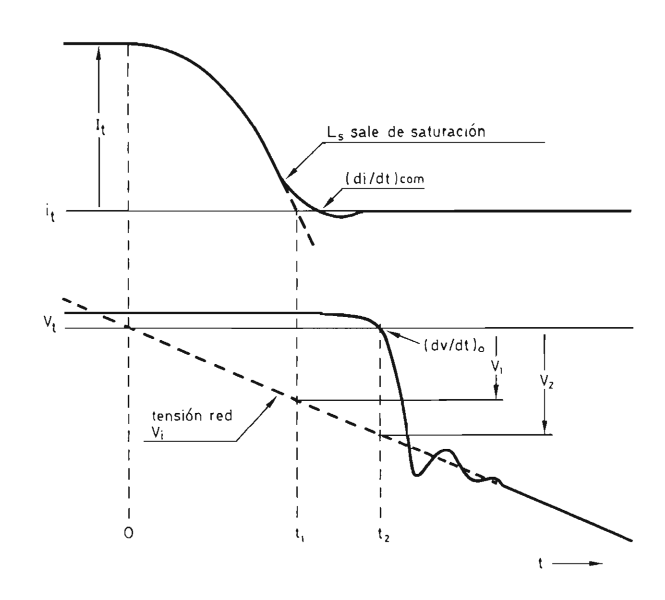



Figura 4. Formas de onda de corriente $i_t$ y de tensión $v_t$ del triac durante el intervalo de conmutación. La parte a trazos en la forma de onda $i_t$ representa la corriente de función del tiempo si $L_S$ permanece saturado. El período de $t_1$ a $t_2$ aparece ampliado.

la constante de tiempo de la carga es mucho mayor que el período de la red, podemos suponer que circula una corriente de carga continua pura. La forma de las ondas de corriente y tensión del triac se dan en la figura 4. La tensión de red es igual a $-\hat{V}\mathrm{sen}\,\omega t$ Puesto que el intervalo de conmutación es una fracción del período de la c.a., $v_i$ puede considerarse que varía linealmente.

$$v_i = -\hat{V}\omega t.$$

En el período de 0 a $t2$, la tensión a través del choque saturable $L_{sat}$ y de la inductancia de fuga $L_{leak}$, es igual a $v_i$ (sin tener en cuenta la tensión del triac en conducción). Para efectuar el análisis, suponemos primero que $L_s$ permanece en saturación (parte a trazos en la forma de la onda $i_t$). Si $L_{sat}$ es la inductancia saturada, entonces puede escribirse la siguiente expresión:

$$(L_{leak} + L_{sat})\,\frac{\mathrm{d}i_t}{\mathrm{d}t} = -\hat{V}\omega t,$$

donde $\mathrm{d}i_t/\mathrm{d}t$ es el gradiente de variación de la corriente del triac.

Integrando la ecuación (2) se obtiene:

$$i_t = I_t - \frac{\hat{V}\,\omega t^2}{2(L_{leak} + L_{sat})},$$

siendo $I_t$ la corriente antes de la conmutación.

En el instante $t1$, la corriente $i_t$ pasa por cero, así de la ecuación (3) hallamos:

$$t_1 = \sqrt{\frac{2I_t\,(L_{leak} + L_{sat})}{\omega\hat{V}}}$$

En este instante la tensión de red ha alcanzado el valor $V_1$ que podemos encontrar combinando las ecuaciones (1) y (4):

$$V_1 = -\sqrt{2\omega\hat{V}I_t\,(L_{leak} + L_{sat})}.$$

La inductancia de choque $L_s$ sale de saturación por un nivel de corriente bajo, de modo que el descebado del triac se retarda hasta el instante $t2$. Puesto que en un circuito práctico el retardo es del orden de sólo 50 $\mu$s, la tensión de red $V_2$ en el instante del descebado es prácticamente igual a $V_1$. Así, de la ecuación (5) obtenemos:

$$V_2 \approx -\sqrt{2\omega\hat{V}I_t\,(L_{leak} + L_{sat})}.$$

El triac conduce hasta el instante $t2$. Denominando $L_{unsat}$ al valor de la inductancia no saturada, el gradiente de caída de corriente $(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)_{com}$, cuando la corriente toma el valor cero, es igual a

$$V_2/(L_{leak} + L_{unsat}),$$

o de otra forma:

$$\left(\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)_{com} = -\frac{\sqrt{2\omega\hat{V}I_t\,(L_{leak} + L_{sat})}}{L_{leak} + L_{unsat}}$$

Ahora podemos deducir el valor del gradiente de la tensión de descebado $(\mathrm{d}v/\mathrm{d}t)_0$. Este valor es decisivo para conocer el funcionamiento del triac, ya que puede mantenerse un valor mayor que $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$ después de suprimirse los portadores, es decir, cuando la tensión de descebado ha alcanzado un valor importante. En el instante $t2$ el triac se desceba, pero su tensión sigue igual a cero. Así la caída de tensión a través de $L_s$ y $L_{leak}$ es igual a $V_2$, y el gradiente $\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t$ de subida de corriente que atraviesa estas inductancias, se expresa en la ecuación (7).

El gradiente de subida de tensión del triac, $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$, se obtiene por $\mathrm{d}i_L/\mathrm{d}t$ y por los valores de los componentes $R$ y $C$ de supresión de transitorios:

$$\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}R + \frac{i}{C}.$$

Si el intervalo entre $t1$ y $t2$ es suficientemente largo, el triac está totalmente recuperado en el instante $t2$, de modo que la corriente $i$ que pasa por la red $R$-$C$ en paralelo es igual a cero. En el instante $t2$, $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t$ es igual al gradiente inicial de subida de la tensión $(\mathrm{d}v/\mathrm{d}t)_0$, valor que hallamos a partir de las ecuaciones (7) y (8):

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_0 = \frac{R}{L_{leak} + L_{unsat}} \sqrt{2\omega \hat{V} I_t \,(L_{leak} + L_{sat})}\,.$$

En circuitos donde no se interpone transformador entre triac y rectificador la inductancia en serie sigue siendo necesaria para restringir el cebado d$i$/d$t$. En este caso, las ecuaciones (7) y (9), son válidas omitiendo $L_{leak}$.

**Ejemplo práctico usando un motor de c.c. como carga**

El circuito de control del motor de la figura 5 es un buen ejemplo de aplicación de las normas propuestas anteriormente. Puesto que el motor tiene una inductancia relativamente alta, puede considerarse como un generador de corriente, de forma que las condiciones de ensayo son algo severas.

Sea $L_{leak}$ = 0,9 mH, $L_{unsat}$ = 2,25 mH, $L_{sat} \ll L_{unsat}$, y la corriente del triac $I_t$ = 20 A. A partir de las ecuaciones (7) y (9) para 220 V y 50 Hz, calculamos: $(di/dt)_{com}$ = — 18,3 A/ms $(dv/dt)_0$ = 0,6 V/$\mu$s. Estos valores se encuentran apreciablemente por debajo de los valores especificados (—50 A/ms y 30 V/$\mu$s) y, por tanto, se puede esperar una conmutación segura.

La inductancia en el circuito de c. a. restringe el cebado d$i$/d$t$, el cual, para una carga de c.c. viene dado por:

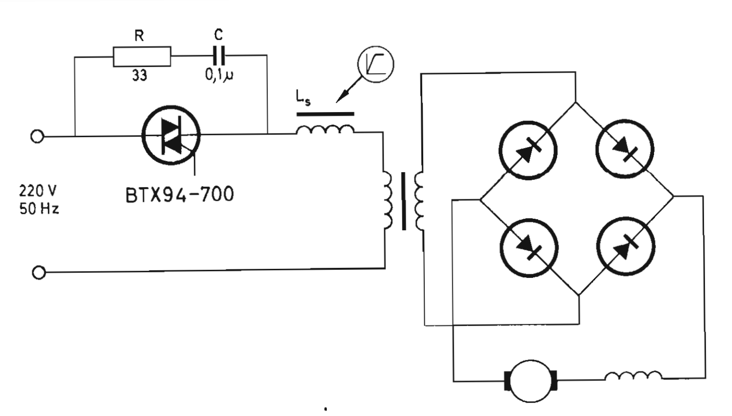
$$(di/dt)_{on} \approx \frac{v_i}{t_{on}R} + \frac{v_i}{L_{leak} + L_{unsat}},$$

donde $v_i$ es la tensión de entrada instantánea de c.a., $t_{on}$ es el tiempo de cebado del triac y $R$ proviene de la figura 5.

Para un triac BTX94, $t_{on}$ es típicamente 1,5 $\mu$s; de acuerdo con el esquema, $R$ es igual a 33 Ω. El máximo cebado d$i$/d$t$ ocurre para la tensión de entrada de c.a. en el valor de pico de 311 V. A partir de la ecuación (10) calculamos ahora:

$$(di/dt)_{on\ max} = \frac{311}{1{,}5 \times 33} + \frac{311}{3150} = 6{,}3 + 0{,}1 = 6{,}4\ \text{A}/\mu\text{s},$$

valor que está debajo del máximo nominal. Esto significa que, con los valores de inductancia dados, el gradiente inicial de subida de corriente de cebado depende casi por completo del pico de corriente de descarga del condensador, debido al cebado del triac.




*Choque* $L_s$: 2,25 mH de inductancia no saturada, 30 espiras en un núcleo toroidal de 36 x 23 x 10mm3, número de catálogo 4322 020 36250, Ferroxcube grado 3E1; 0,27 A de nivel de corriente de saturación. *Transformador:* 220 V/1500 V, 6 kVA, 0,9 mH de inductancia de fuga. *Motor:* c.c., devanado en serie, unos 30 mH de inductancia.

Figura 5. Circuito de ensayo con motor de c.c. como carga.

Los oscilogramas de las figuras 6 a 10 ilustran el funcionamiento del circuito. Sin inductancia de choque, observamos un gran d$v$/d$t$ a causa de un rápido descebado (fig. 6 y 7); como consecuencia, no hay conmutación si la corriente del motor aumenta a unos 9 A. Como puede verse en las figuras 8 y 10, la inductancia de choque suaviza la conmutación de manera que resulta un control posible para una corriente del motor de hasta 23 A; en este nivel de corriente el intervalo de reposo es aproximadamente de 30 μs (fig. 10), valor adecuado para la recuperación del triac.

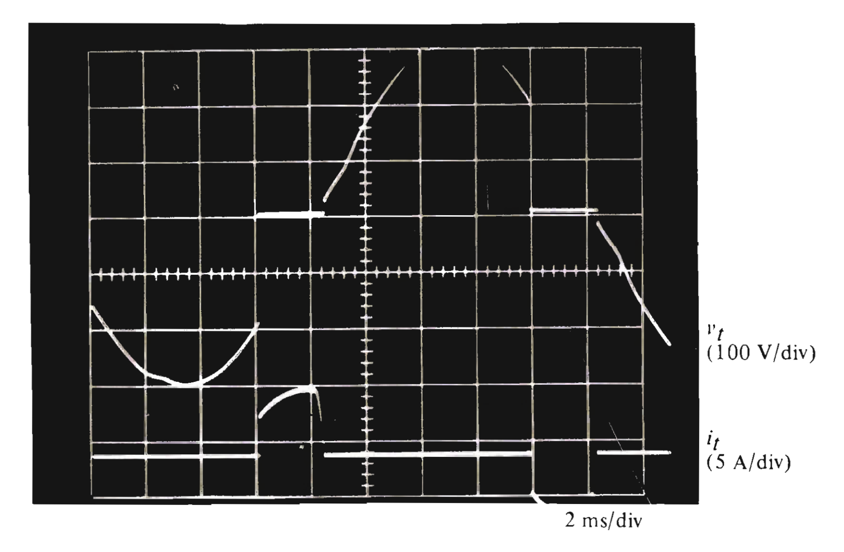



Figura 6. Tensión y corriente del triac. Sin choques en serie. Corrientes del motor 7 A.

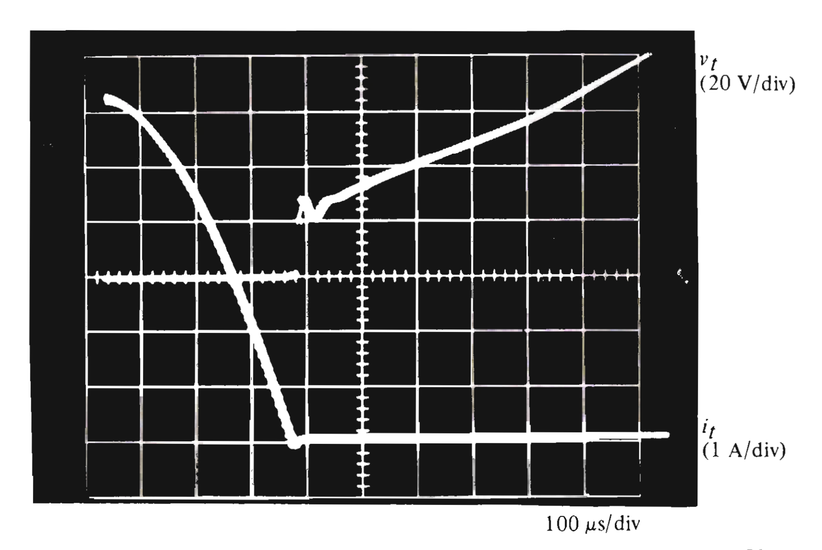



Figura 7. Como la figura 6, pero presentando el intervalo de conmutación en una escala ampliada. Observar el bucle en la forma de onda de corriente debido al rápido descebado.

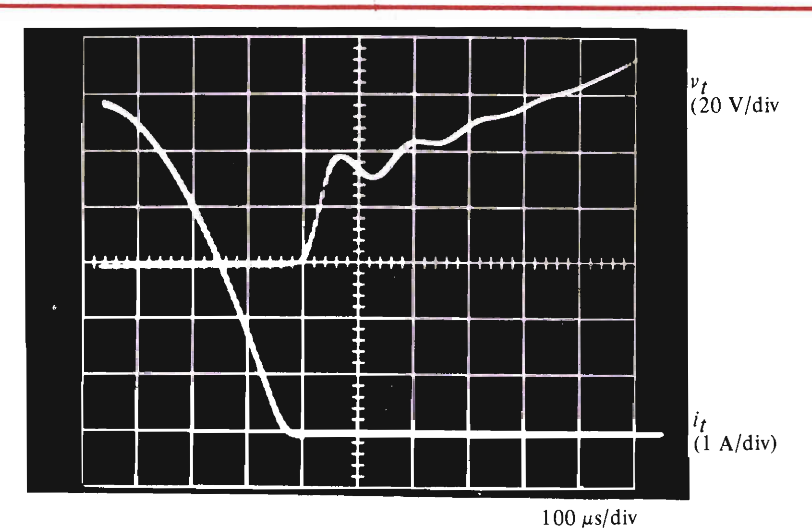



Figura 8. Como la figura 7, pero con el choque añadido.

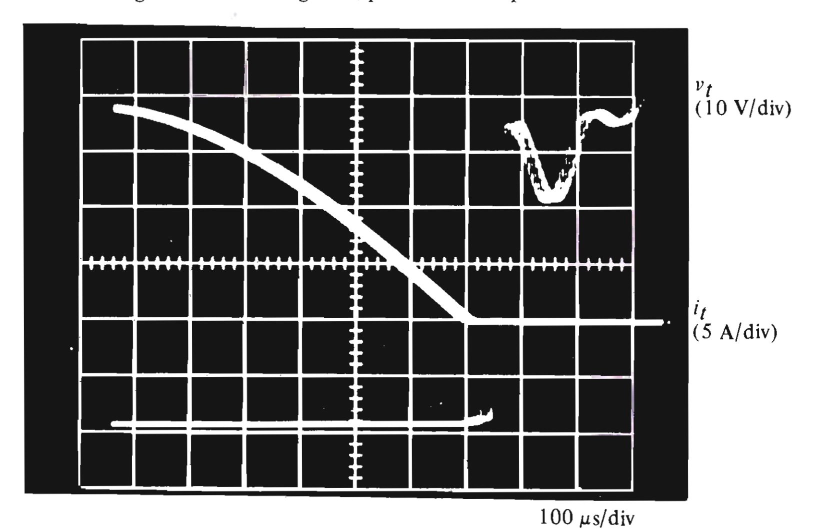



Figura 9. Como la figura 8, pero la corriente del motor incrementada hasta 23 A.

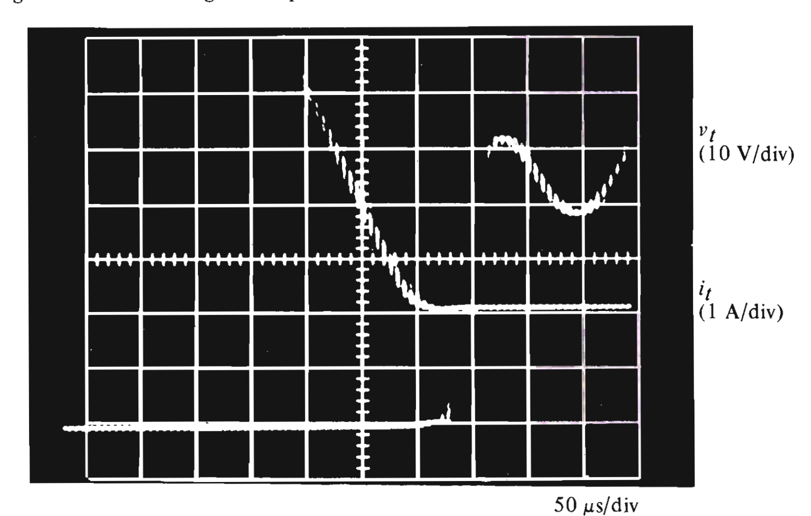
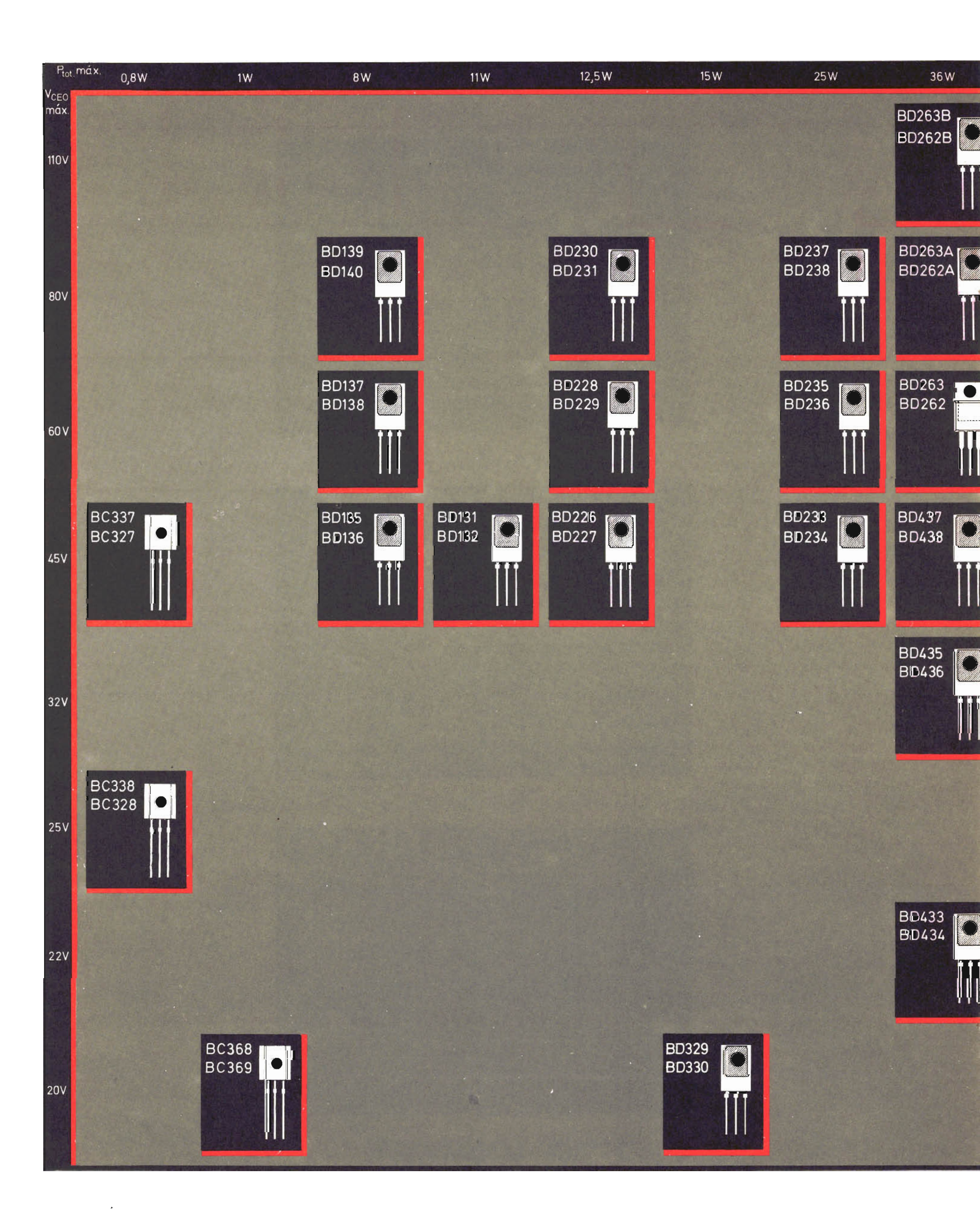
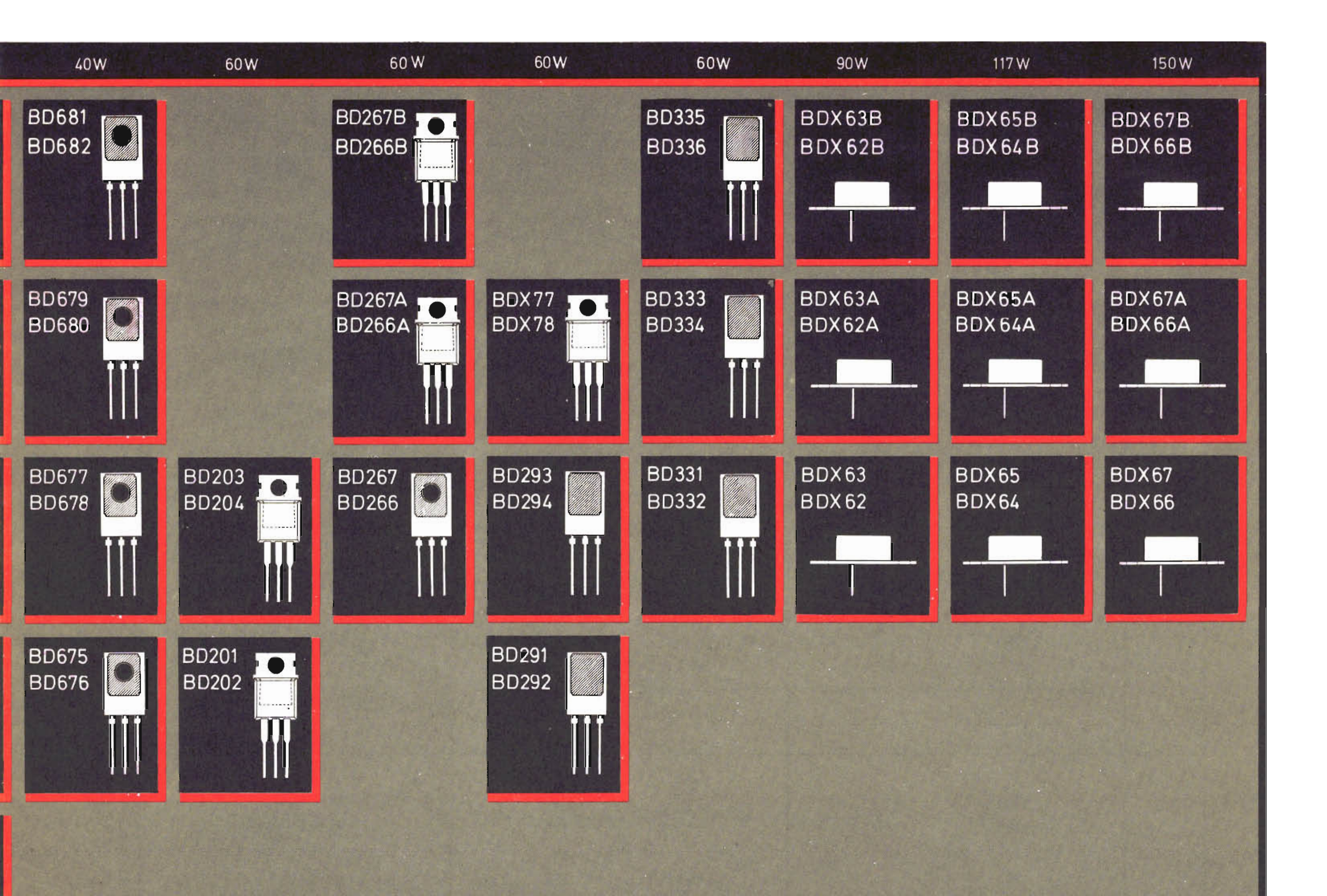



Figura 10. Como la figura 9, pero en una escala ampliada que muestra la corriente de recuperación inversa (obsérvese el descenso en la forma de onda de corriente).



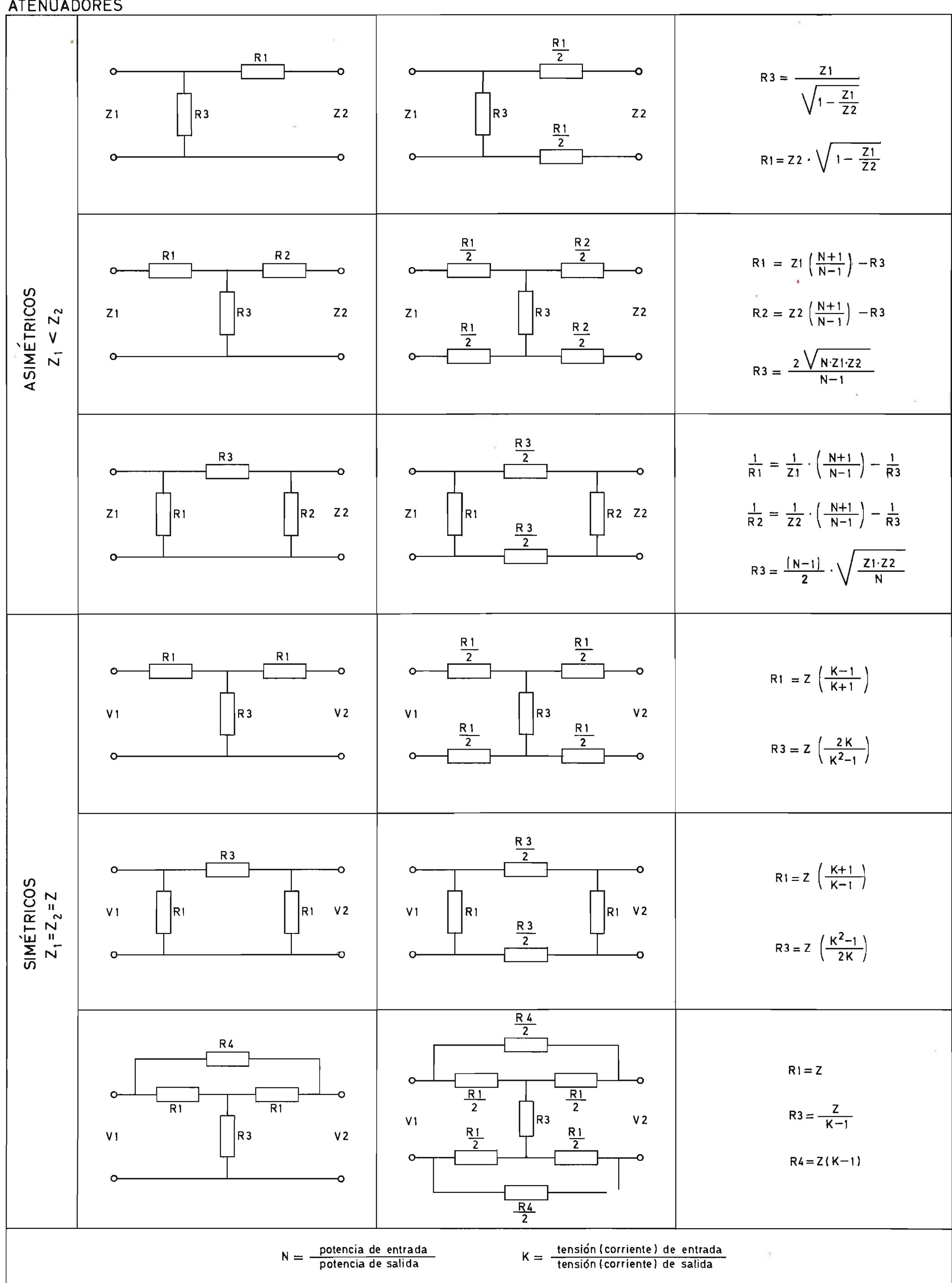
Ptot. máx.
0,8W
1W
8W
11W
12,5W
15W
25W
36W
VCEO máx.
110V
80V
60V
45V
32V
25V
22V
20V
BD263B
BD262B
BD139
BD140
BD230
BD231
BD237
BD238
BD263A
BD262A
BD137
BD138
BD228
BD229
BD235
BD236
BD263
BD262
BC337
BC327
BD135
BD136
BD131
BD132
BD226
BD227
BD233
BD234
BD437
BD438
BD435
BD436
BC338
BC328
BD433
BD434
BC368
BC369
BD329
BD330




# TRANSISTORES COMPLEMENTARIOS

# PARA ETAPAS DE SALIDA DE AUDIO

ATENUADORES



# CIRCUITOS CON FOTOTRANSISTORES

*Se describen en este artículo circuitos básicos de aplicación de fototransistores y unos ejemplos prácticos que ponen de manifiesto las numerosas e interesantes posibilidades de estos componentes en la industria y en el hogar.*

El fototransistor puede ser considerado como un transistor cuya corriente de base es proporcionada por un fotodiodo. Por consiguiente, la corriente a través de un fototransistor depende de la cantidad de luz que recibe la base y, de este modo, el fototransistor resulta sumamente útil para la realización de circuitos controlados por medio de niveles de iluminación.

## Circuitos básicos

La figura 1 muestra un fototransistor conectado de forma usual como transistor con emisor a masa en circuito amplificador de clase A. La resistencia equivalente a *R1* y *R2* en paralelo debe ser mayor que 100 kΩ para un fototransistor de silicio, como el BPX72. Por el contrario, algunos fototransistores, como BPW22 y BPW23, han sido diseñados para trabajar sin conexión de base. Empleados de esta forma pueden actuar como generadores de corriente (figura 2) o como generadores de tensión (figura 3).

En el circuito generador de corriente (figura 2), la impedancia de la fuente de alimentación debe mantenerse baja y es conveniente disponer de cierto grado de protección contra sobrecorrientes.

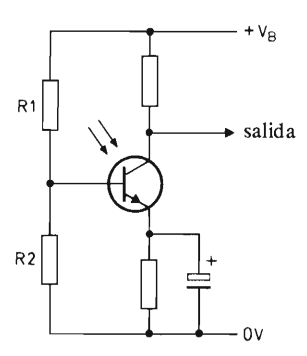



Figura 1. Aunque el factor de amplificación de corriente del fototransistor puede aumentarse mediante polarización, se producirá una pérdida de sensibilidad si la resistencia de los resistores R1 y R2 en paralelo no equivale a más de 100 kΩ

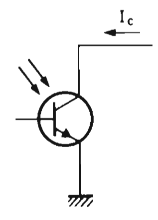



Figura 2. Fototransistor conectado como generador de corriente

La adición de un resistor en el circuito de base proporciona un umbral de sensibilidad luminosa. El circuito de la figura 4 responde sólo a niveles de iluminación que sobrepasen el valor establecido por el resistor $R_B$. El fototransistor no empieza a conducir hasta que el producto $I_B R_B$ es mayor que la tensión de codo $V_{BE}$ siendo $I_B$ igual a $I_C/h_{FE}$. El valor de $I_C$ es el que corresponde al nivel de iluminación cuando $R_B = \infty$. En la figura 5 se muestra el efecto de distintos valores del resistor $R_B$ sobre el umbral de conducción.

Si se desea detectar una luz modulada, debe emplearse una inductancia en el circuito de base en lugar del resistor $R_B$ (figura 6). El valor de esta inductancia debe ser tal que la frecuencia de modulación de la luz debe presentar una impedancia de 100 kΩ como mínimo. Suponiendo una frecuencia de modulación de 1 kHz, esto implica un valor de 16 H, un valor demasiado elevado. Una solución más aceptable, si la frecuencia de modulación es estable y se conoce, consiste en el empleo de un circuito sintonizado en paralelo entre base y emisor. Si se utilizan núcleos envolventes de Ferroxcube, puede obtenerse fácilmente resistencias dinámicas de 1 MΩ.

Si la frecuencia de modulación varía dentro de un amplio margen y el nivel de luz ambiente es elevado, resulta útil el circuito de la figura 7. El transistor BC109B y el circuito $RC$ ofrecen una baja impedancia para la corriente continua del diodo base-colector del fototransistor BPX72, y una elevada impedancia para las señales de corriente alterna. La constante de tiempo del circuito está determinada por los valores de $R$ y $C$. La impedancia de corriente alterna para frecuencias en las que $C$ tiene una baja impedancia, es la resistencia de $R$ en paralelo con la impedancia dinámica de BC109B. Para bajas corrientes equivale

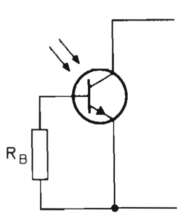



Figura 4. La adición de una resistencia de base proporciona un umbral de sensibilidad luminosa

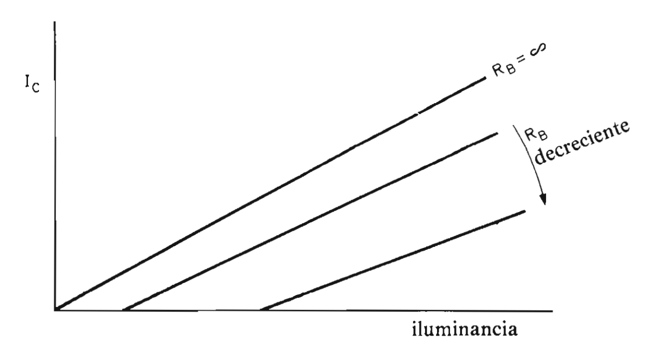



Figura 5. Influencia del valor de $R_B$ en el circuito de la figura 4

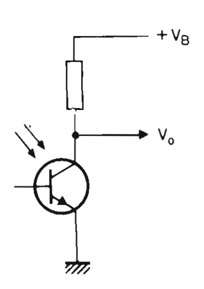



Figura 3. Fototransistor conectado como generador de tensión

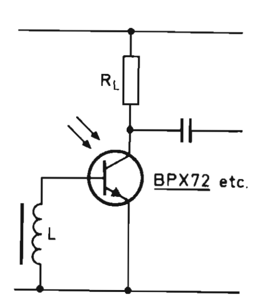



Figura 6. Conectando una inductancia en paralelo con el circuito de base, el fototransistor es sensible sólo a variaciones de nivel luminoso. Desgraciadamente se necesitan inductancias de valor muy elevado.

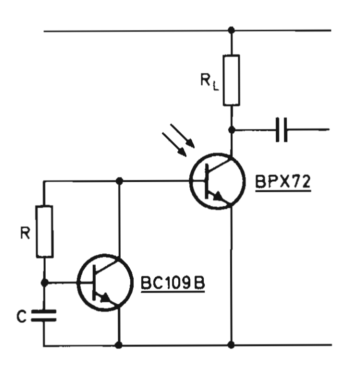
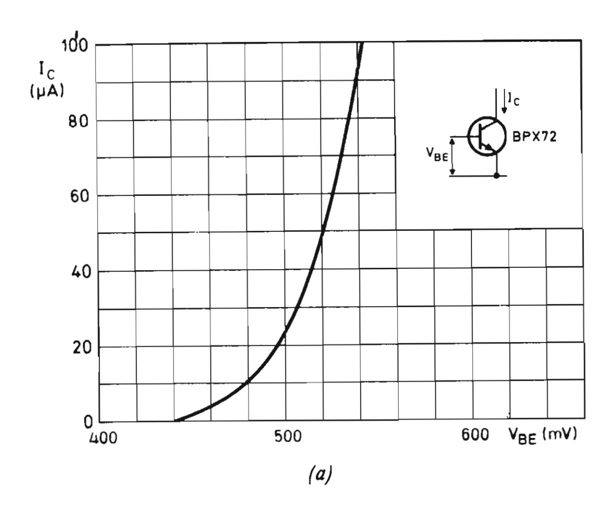



Figura 7. Sustituyendo la inductancia por una red simuladora de inductancia pueden detectarse fácilmente variaciones luminosas. Con transistores correctamente adaptados puede suprimirse en 40 dB la fotocorriente debida a una iluminación constante.



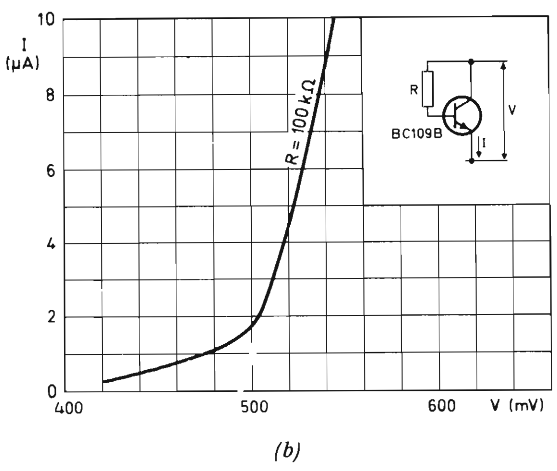




Figura 8. a) Corriente de colector en función de la tensión base-emisor de un fototransistor BPX72. b) Comportamiento de la red simuladora de inductancia, sin el condensador, simulando la respuesta de c.a.

prácticamente al valor de $R$, puesto que la pendiente de resistencia de BC109B es muy elevada. Son adecuados valores de $R$ entre 100 kΩ y 1 MΩ. En la figura 8 se comparan las características del circuito de desacoplo de BC109B y las del fototransistor BPX72.

## Codificador de posición angular

La figura 9 muestra el circuito de una cabeza de lectura para un disco codificado realizado por medio de un fototransistor conectado a un transistor que actúa como carga. El valor de la carga está determinado por el potenciómetro de ajuste de sensibilidad. La etapa de salida está sobreexcitada y opera a modo de conformador de ondas. La figura 10 muestra la señal de salida de este circuito, que, como puede verse, es adecuado para la excitación de circuitos lógicos TTL.

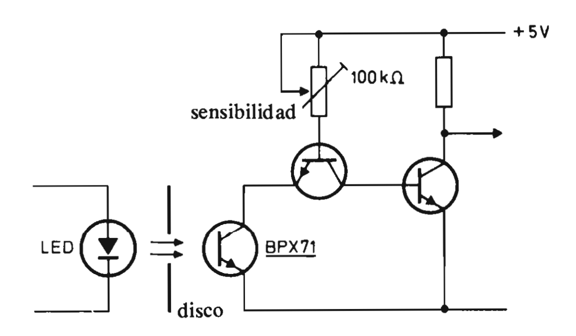



Figura 9. Fototransistor y amplificador para un codificador óptico de posición angular.

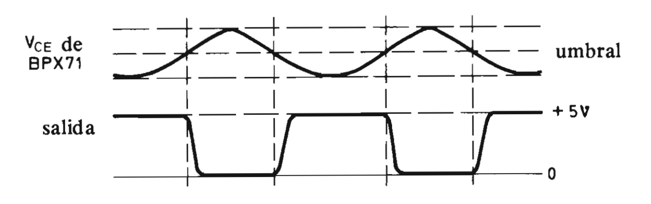



Figura 10. Formas de onda del circuito de la figura 6

**Detector de llama**

La figura 11 representa el circuito de un detector de llama en el que se utiliza el fototransistor BPX72 para disparar un conmutador controlado de silicio BR101. Con el conmutador controlado de silicio en conducción, se enciende un diodo luminiscente que proporciona la señal de alarma correspondiente.

La sensibilidad de este circuito, que es fija, ha sido establecida para detectar la radiación de la llama de un encendedor de cigarrillos situado a un metro de distancia.

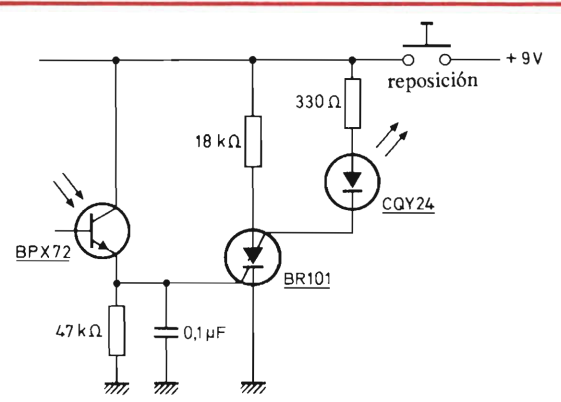



Figura 11. Circuito detector de llama y alarma capaz de detectar la llama de un encendedor de cigarrillos a la distancia de un metro

FOTOTRANSISTORES

| Tipo | VALORES LIMITE $V_{CEO}$ V | $I_c$ mA | $P_{tot}$ mW | CARACTERISTICAS $\lambda$ pico típ. mm | N típ. μA/lx | a $V_{CE}$ ($I_B$=0) V | $t_{on}$ máx. | corriente oscuridad máx. μA | a $V_{CE}$ ($I_B$=0) V |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BPW22 | 30 | 25 | 50 | 800 | 2 | 5 | - | 0,1 | 20 |
| BPW23 | 30 | 25 | 50 | 800 | 2 | 5 | - | 0,1 | 20 |
| BPX25 | 32 | 100 | 300 | 800 | 1,3 | 6 | 6 | 0,5 | 24 |
| BPX29 | 32 | 100 | 300 | 800 | 0,8 | 6 | 10 | 0,5 | 24 |
| BPX70 | 30 | 25 | 180 | 800 | 0,1-0,7 | 5 | 13 | 0,1 | 20 |
| C | | | | | 0,1-0,3 | | | | |
| D | | | | | 0,2-0,4 | | | | |
| E | | | | | 0,3-0,7 | | | | |
| BPX71 | 50 | 20 | 50 | 800 | 0,18-3,56 | 5 | 50 | 0,025 | 30 |
| -201 | | | | | 0,18-0,71 | | | | |
| -202 | | | | | 0,48-1,19 | | | | |
| -203 | | | | | 0,95-1,9 | | | | |
| -204 | | | | | 1,66-3,56 | | | | |
| BPX72 | 30 | 25 | 180 | 800 | 0,5-30 | 5 | 26 | 0,1 | 20 |
| C | | | | | 0,5-1,2 | | | | |
| D | | | | | 0,85-2 | | | | |
| E | | | | | 1,4-3 | | | | |
| BPX95 | 30 | 25 | 100 | 800 | 5 | 5 | $t_r$=3μs | 0,1 | 20 |

# FOTOACOPLADORES Y SUS APLICACIONES

*Las aplicaciones de los fotoacopladores son numerosas. En este artículo se describen los principios de funcionamiento y principales características de estos componentes y algunos ejemplos de aplicación que ponen de manifiesto las grandes posibilidades que nos ofrecen.*

**Introducción**

Los fotoacopladores, o aisladores acoplados ópticamente, proporcionan un excelente medio para transmitir información entre dos circuitos eléctricamente aislados entre sí. Presentan un elevado aislamiento entre entrada y salida (hasta 4 kV) y una baja capacidad de acoplamiento (típicamente 1 pF). Además, tienen una respuesta rápida (con valores de hasta 100 kbits/seg) y son compatibles con los circuitos lógicos TTL. Como sustitutivos de los relés electromecánicos, son más rápidos, más pequeños y más seguros.

La tabla adjunta da un resumen de las principales características de los fotoacopladores actualmente disponibles. Cada uno consta de un diodo de GaAs emisor de radiaciones infrarrojas y un fototransistor NPN de silicio, montados en una misma cápsula. Uno de ellos (CNY48) incluye un transistor adicional conectado en configuración Darlington con el fototransistor a fin de obtener mayor ganancia.

La figura 1 muestra el símbolo del fotoacoplador. Si se hace pasar una corriente directa a través del diodo, éste emite una radiación infrarroja de una longitud de onda de 0,9 $\mu$m. Esta radiación se transmite a través de un medio de acoplamiento transparente a la base del fototransistor. La base del fototransistor puede haberse dejado flotante o conectada al emisor. En este último caso, el detector trabaja como fotodiodo y la corriente de salida es simplemente la debida a la foto-generación de portadores de carga. Sin embargo, si el circuito de base es abierto, los huecos generados hacen que la unión base-emisor quede polarizada en sentido directo. Como resultado la corriente de colector aumenta nota-

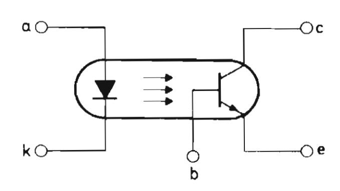



Figura 1. Símbolo de un fotoacoplador

blemente varios centenares de veces con respecto a la del fototransistor con base conectada a emisor, aunque a expensas de una respuesta más lenta. El funcionamiento con circuito de base abierto es el más usual.

La aplicación más importante de los fotoacopladores consiste en proporcionar el nivel de aislamiento más elevado posible entre dos subsistemas y al mismo tiempo permitir una eficiente transmisión de información. El aislamiento obtenido por el fotoacoplador aumenta linealmente a medida que aumenta la distancia de separación entre el diodo y el foto-

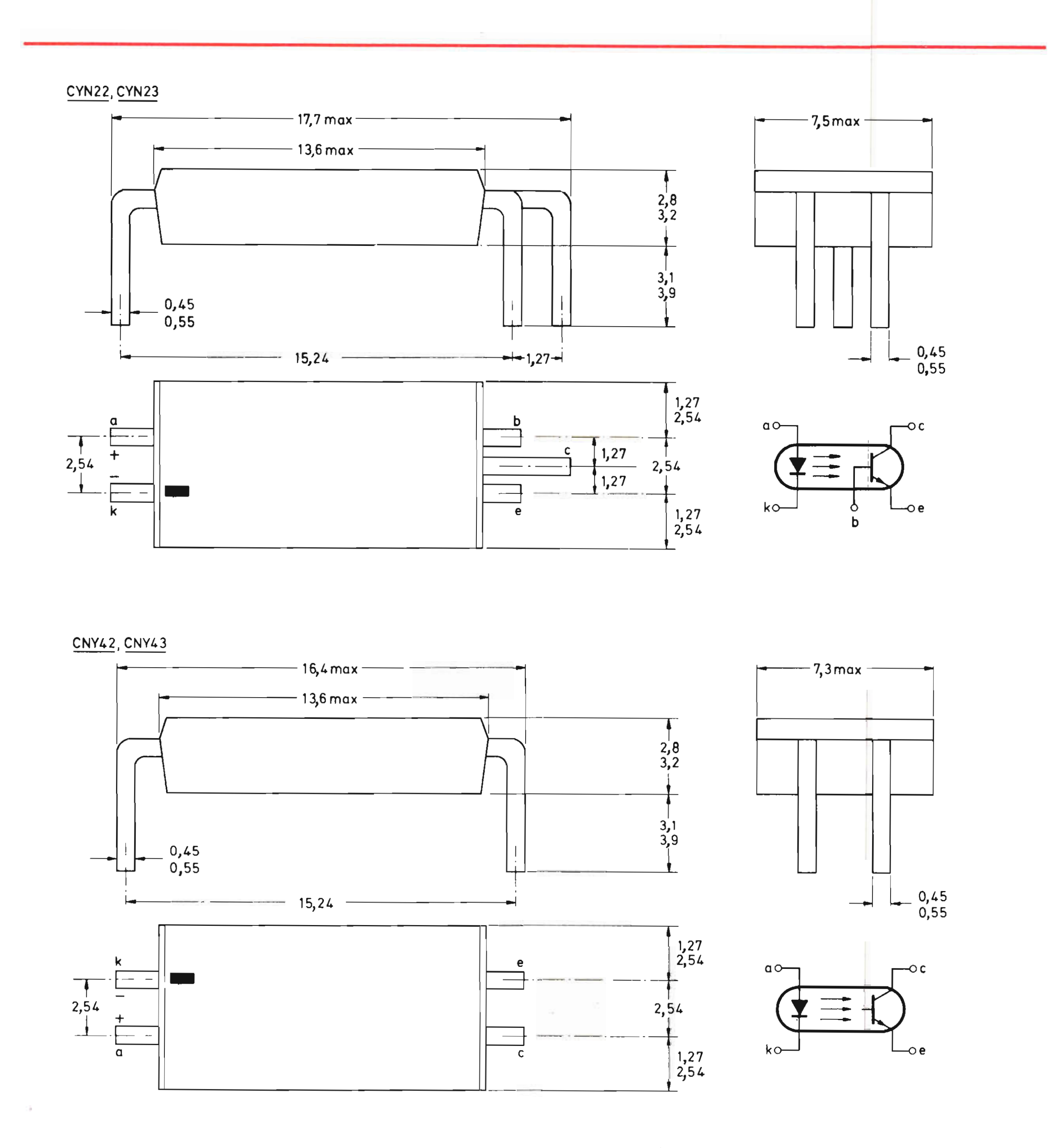
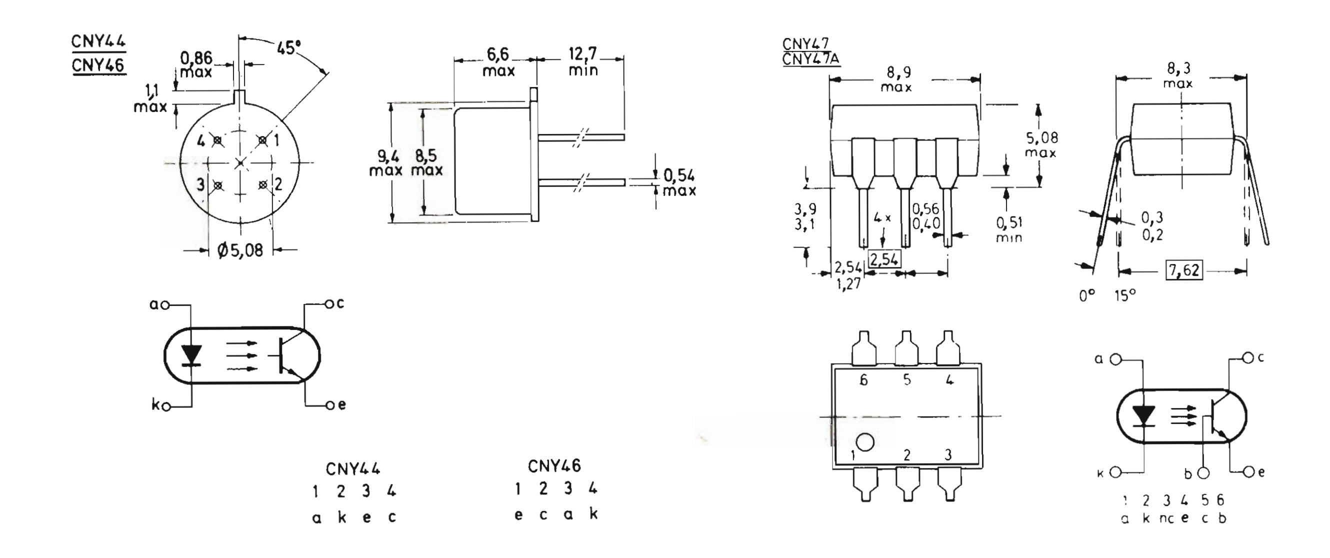
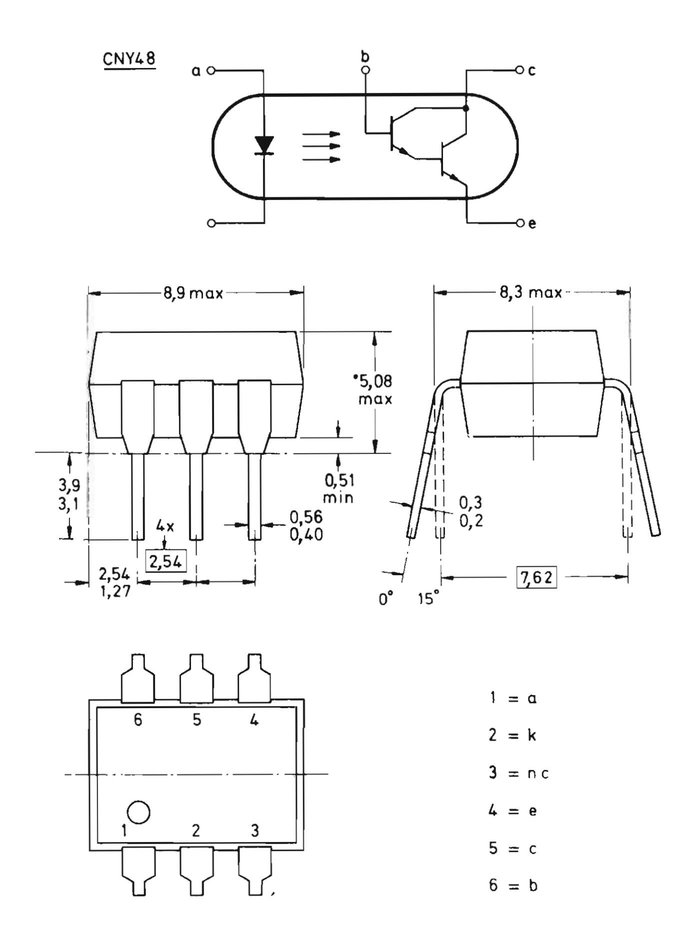



Figura 2. Cápsulas de fotoacopladores típicos




transistor. Sin embargo, una gran separación conduce a un acoplamiento reducido (proporcional a $1/D^2$) e indirectamente a una reducción en la calidad de la información transmitida. Por ello es conveniente emplear una separación óptima.

Para que el acoplamiento sea máximo, el fototransistor se coloca de manera que una gran superficie de su base quede expuesta a la radiación infrarroja del diodo emisor. Así puede mejorarse el acoplamiento, pero esto da lugar a un aumento de la capacidad base-colector y, por consiguiente, a una reducción de la velocidad de respuesta.

Además de proporcionar elevado aislamiento de tensión continua, la separación entre el diodo y el fototransistor da una baja capacidad de acoplamiento (aprox. 1pF), lo cual reduce la transmisión de ruido de alta-frecuencia de modo común. En aplicaciones digitales, la inmunidad a la transmisión de ruido mejora gracias al umbral de emisión del diodo, dado que no se produce emisión hasta que la tensión directa aplicada no sobrepasa el valor de un voltio aproximadamente.

### Características

En la tabla y en la figura 2 se dan las principales características de los fotoacopladores actualmente disponibles.

**Fotoacopladores**

| | CNY22 CNY42(1) | CNY23 CNY43(1) | CNY44 CNY46 | CNY47 | CNY47A | CNY48 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Mín. tensión aislamiento entrada/salida (V) | 4000 pico | 2800 pico | 1500 pico | 2000 ef. | 2000 ef. | 1500 ef. |
| Factor transferencia $I_C/I_F$ | | | | | | |
| $I_F$ = 8 mA, $V_{CE}$ = 5 V | 25 | 50 | — | — | — | — |
| $I_F$ = 10 mA, $V_{CE}$ = 10 V | — | — | 33 | — | — | — |
| $I_F$ = 10 mA, $V_{CE}$ = 0,4 V | — | — | — | 20 | 40 | — |
| $I_F$ = 10 mA, $V_{CE}$ = 1 V | — | — | — | — | — | 600 |
| Máx. tensión saturación colector-emisor (V) | | | | | | |
| $I_F$ = 8 mA, $I_C$ = 2 mA | 0,4 | | | | | |
| $I_F$ = 8 mA, $I_C$ = 2 mA | 0,4 | — | — | — | — | — |
| $I_F$ = 8 mA, $I_C$ = 4 mA | — | 0,4 | — | — | — | — |
| $I_F$ = 10 mA, $I_C$ = 3 mA | — | — | 0,4 | — | — | — |
| $I_F$ = 10 mA, $I_C$ = 2 mA | — | — | — | 0,4 | 0,4 | — |
| $I_F$ = 10 mA, $I_C$ = 60 mA | — | — | — | — | — | 1 |
| Máx. tensión colector-emisor (V) | 50 | 30 | 50 | 30 | 30 | 30 |
| Tiempo de cebado (μs) | 5,0 | 5,0 | 2,0 | 3,0 | 5,0 | — |
| Tiempo de descebado (μs) | 5,0 | 5,0 | 2,0 | 3,0 | 5,0 | — |
| Máx. corriente oscuridad (mA) | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 | 100 |

(1) Sin conexión exterior de base.

**Acoplamiento a etapas TTL**

Una de las aplicaciones más importantes de los fotoacopladores consiste en el acoplamiento de subsistemas digitales, puesto que la elevada resistencia de aislamiento y la baja capacidad de acoplamiento eliminan los problemas causados por derivaciones a masa e impulsos de ruido.

**TTL a fotoacoplador**

El fotoacoplador puede ser excitado por circuitos lógicos TTL empleando uno de los circuitos representados en la figura 3. Idealmente, la velocidad de trabajo del fotoacoplador debe ser tan elevada como la del circuito lógico.

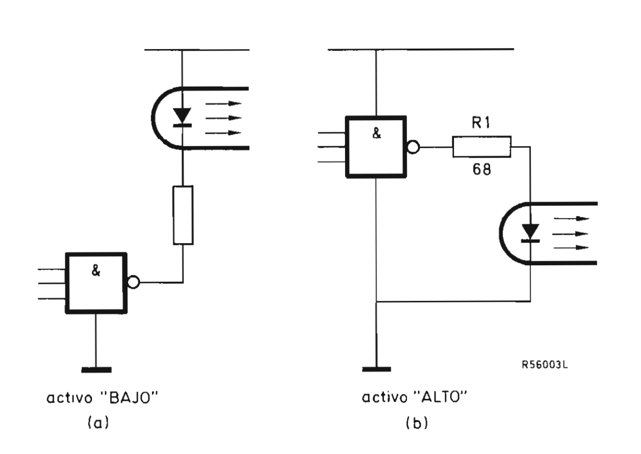



Figura 3. Circuitos acoplamiento TTL a fotoacoplador.

Sin embargo, los fotoacopladores trabajan a una velocidad notablemente menor, principalmente a causa del tiempo de desaturación del fototransistor receptor. Por tanto, el circuito del fototransistor debe diseñarse de modo que tenga una baja impedancia, dando la velocidad de conmutación más elevada y el margen de frecuencia más favorable que sea posible obtener.

El factor de transferencia de corriente es relativamente bajo y fijo. La corriente del diodo debe ser tan elevada como sea posible para asegurar la saturación del fototransistor a pesar de la baja impedancia del circuito de salida. Sin embargo, puesto que la corriente del diodo puede llegar a 30 mA, la principal limitación es establecida por la máxima corriente permisible de salida de la puerta de excitación TTL. Para nivel activo BAJO y nivel ALTO, es la siguiente:

| | |
|---|---|
| activo BAJO | 16 mA con margen de ruido |
| | 40 mA sin margen de ruido |
| activo ALTO | 8 mA sin margen de ruido |

Los valores de *R1* (más próximos al valor preferido) dados en las figuras 3a y 3b corresponden a corrientes de puerta de 16 mA y 8 mA respectivamente.

**Fotoacoplador a TTL**

El circuito más sencillo está representado en la figura 4. El valor necesario de *R1* depende de la corriente en el diodo del fotoacoplador, del factor de transferencia de corriente del fotoacoplador y de las

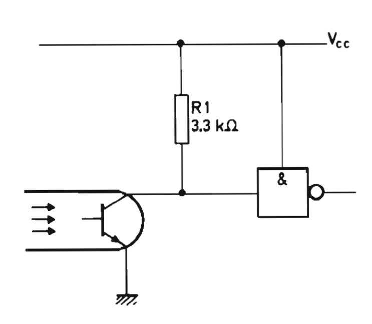



Figura 4. Sencillo acoplamiento fotoacoplador-TTL

condiciones de entrada de la puerta TTL. El valor dado (3,3 kΩ) permite la máxima velocidad para un fotoacoplador con $I_F = 16$ mA e $I_C/I_F = 20$ %. El valor nominal típico es de 100 kbits/seg.

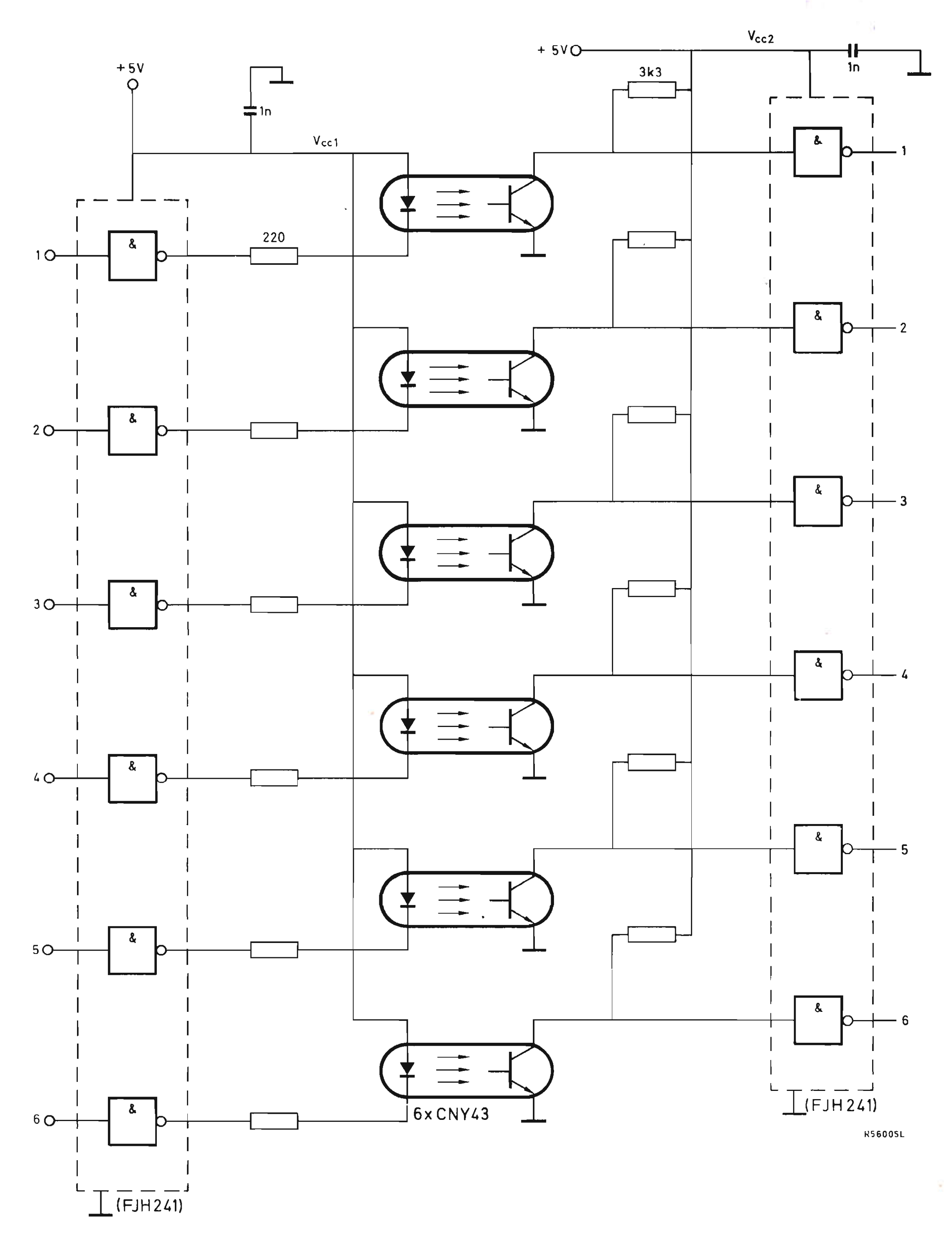



Figura 5. Ejemplo práctico de circuito de interface TTL-TTL

La figura 5 muestra un ejemplo práctico de acoplamiento TTL a TTL empleando fotoacopladores. Pueden transmitirse seis bits, pasando cada bit a través dè un fotoacoplador que asegure un desacoplamiento eléctrico entre los sistemas.

## Sustitución de relés

La figura 6 muestra la sustitución directa de un relé por un fotoacoplador. Las ventajas que ofrece esta sustitución son: respuesta más rápida, ausencia de rebote del contador, mayor duración de vida y elevada resistencia de aislamiento. Las principales desventajas son la limitada corriente de salida y la resistencia en estado cebado.

## Excitación de relés

La figura 7 muestra el empleo de un fotoacoplador para proteger los circuitos lógicos de baja potencia contra transistorios que se producen en una carga inductiva por la que circula elevada corriente. Empleando un fotoacoplador con un factor de transferencia de corriente del 20 % y una corriente directa de 12 mA aproximadamente, puede conmutarse una corriente de carga $I_C$ de 1,5 A con $V_{CE\ sat} < 2,5$ V.

La velocidad de conmutación a plena carga (1,5 A) es

$$t_{on} = 10\ \mu s$$
$$t_{off} = 2,5\ ms$$

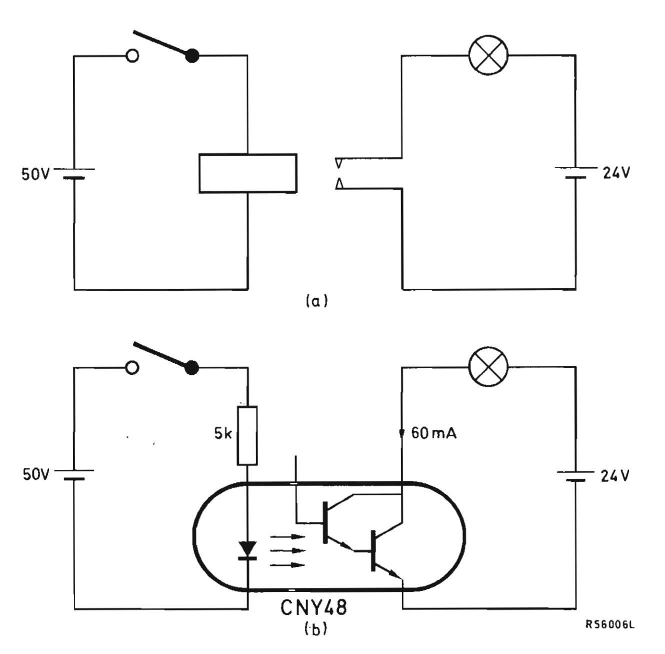



Figura 6. Sustitución directa de un relé por un fotoacoplador.

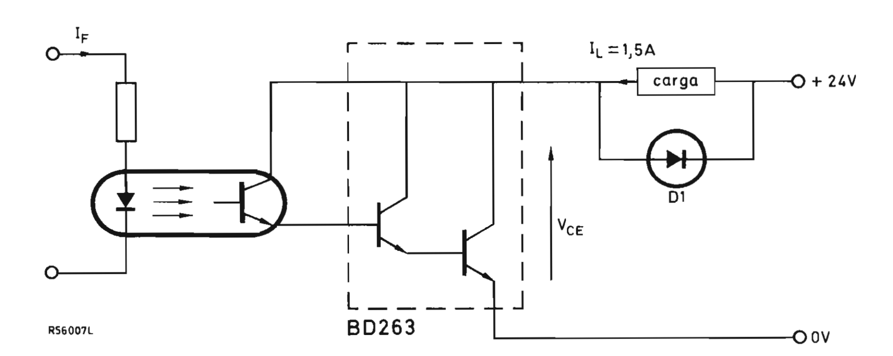



Figura 7. Protección de circuitos lógicos de baja potencia por medio de fotoacopladores.

**Terminación de línea**

Un fotoacoplador puede ser empleado junto con otros componentes para terminar una línea. Este sistema ofrece buena supresión de ruido transitorio y de c.c. Las figuras 8a y 8b muestran un circuito básico y la característica de transferencia típica. El margen de ruido de c.c. resulta de la configuración del circuito y la supresión de ruido transitorio de la muy baja capacidad de acoplamiento. La disposición representada es adecuada para interface directo con circuitos lógicos TTL (véase fig. 4). El resistor *R1* limita la corriente inversa, el diodo *D1* actúa como bloque inicial tensión/corriente y el diodo *D2* limita

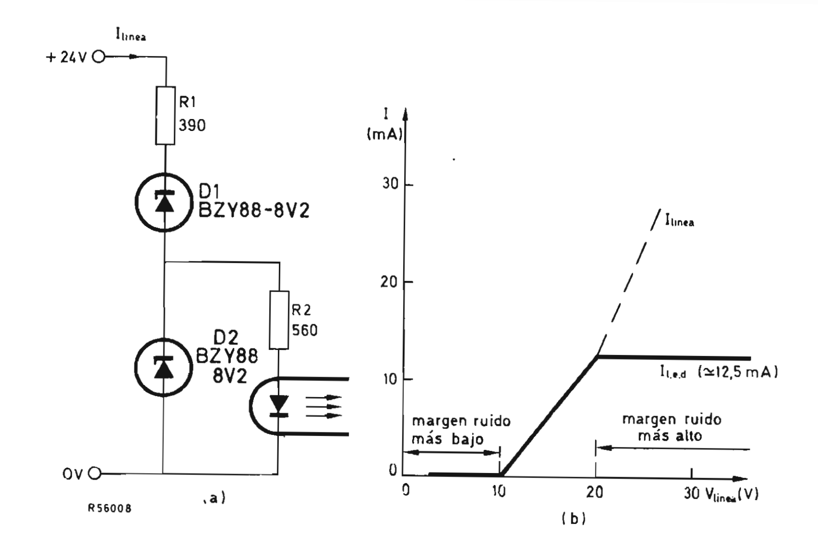



Figura 8. terminación de línea empleando un fotoacoplador. a) circuito básico, b) característica de transferencia típica.

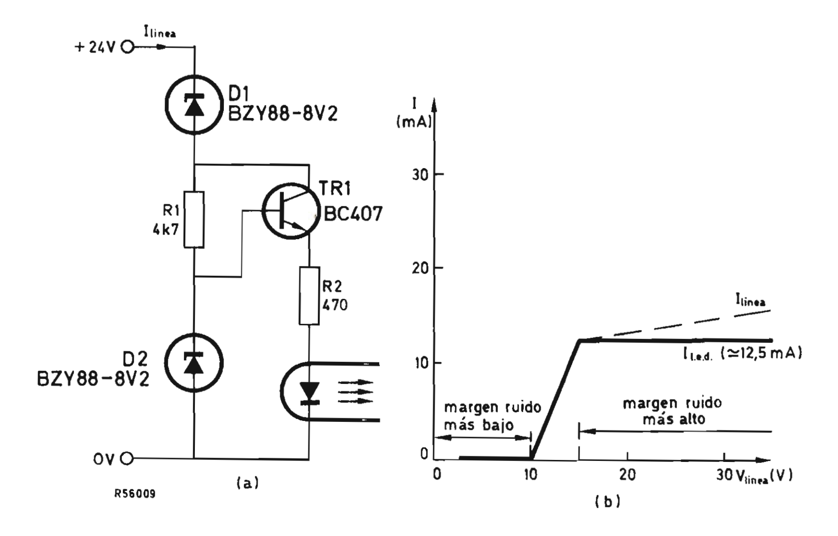



Figura 9. Circuito de terminación de línea mejorado. a) circuito básico, b) característica de transferencia típica.

la corriente en el diodo del fotoacoplador.

Puede mejorarse el margen superior de ruido y la relación $I_{l.e.d.}|I_{line}$ incluyendo un transistor en el circuito, como muestran las figuras 9a y 9b.

### Fotoacoplador que dispara un conmutador controlado de silicio

La figura 10 muestra el empleo de un fotoacoplador para disparar un conmutador controlado de silicio. El circuito es otro ejemplo de aislamiento entre un circuito lógico y un circuito de potencia. El disparo incontrolado del SCS se inhibe mediante el elevado rechazo de modo común existente entre los circuitos. El condensador *C1* sirve para supresión de interferencia y su valor depende de la aplicación en particular. El pulsador *S2* se utiliza para la reposición del circuito.

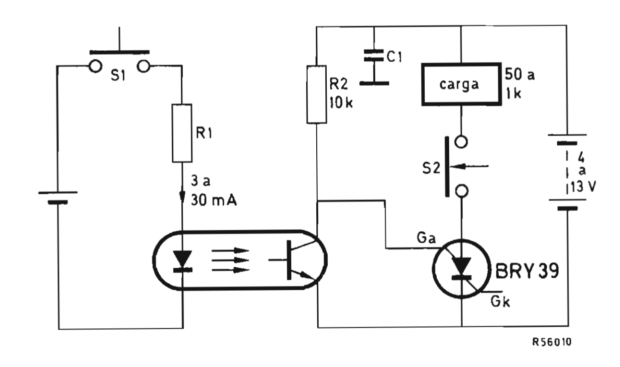



Figura 10. Disparo de un conmutador controlado de silicio por fotoacoplador.

### Sensor de sobrecorriente

Los fotoacopladores pueden ser empleados como sencillos y rápidos sensores de sobrecorriente en el circuito de una fuente de alimentación. El circuito básico se representa en la figura 11. El diodo del fotoacoplador no conduce hasta que la tensión a través de la derivación alcanza el codo de la característica directa del diodo (aprox. 1,5 V), en cuyo momento la corriente del diodo aumenta rápidamente. En un circuito práctico (fig. 12) debe incluirse una red limitadora de corriente en serie para limitar la corriente del diodo, como haría un diodo inverso-paralelo para evitar tensiones inversas. Los diodos *D1* a *D3* con el resistor *R1* forma una red de desacoplo de sobrecorriente. Estos diodos deben ser tipos de silicio con $V_F$ aproximadamente igual a 0,7 V y suficiente margen de corriente para la aplicación en particular. El diodo *D4* protege al diodo del fotoacoplador contra posibles tensiones inversas.

El resistor en serie *R1* debe elegirse de modo que el diodo del fotoacoplador pase suficiente corriente antes de que la combinación de la tensión directa del diodo del fotoacoplador (aprox. 2,1 mV) y la caída entre extremos de *R1* haga que los diodos *D1 a D3* entren en conducción. El circuito trabaja también correctamente con c.a., pero en este caso los diodos *D1* a *D3* deben ser reemplazados por dos redes similares conectadas en inverso-paralelo.

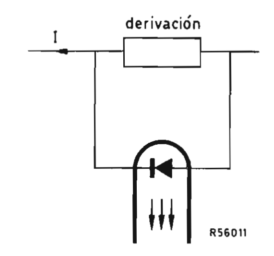



Figura 11. Circuito básico de sensor de sobrecorriente utilizando un fotoacoplador.

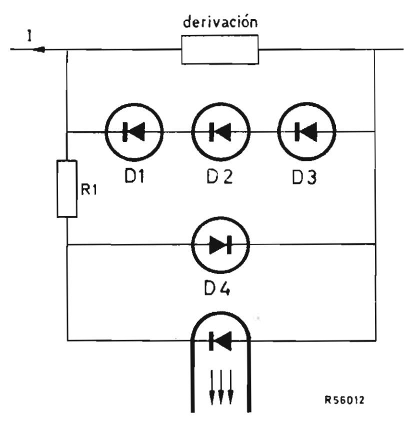
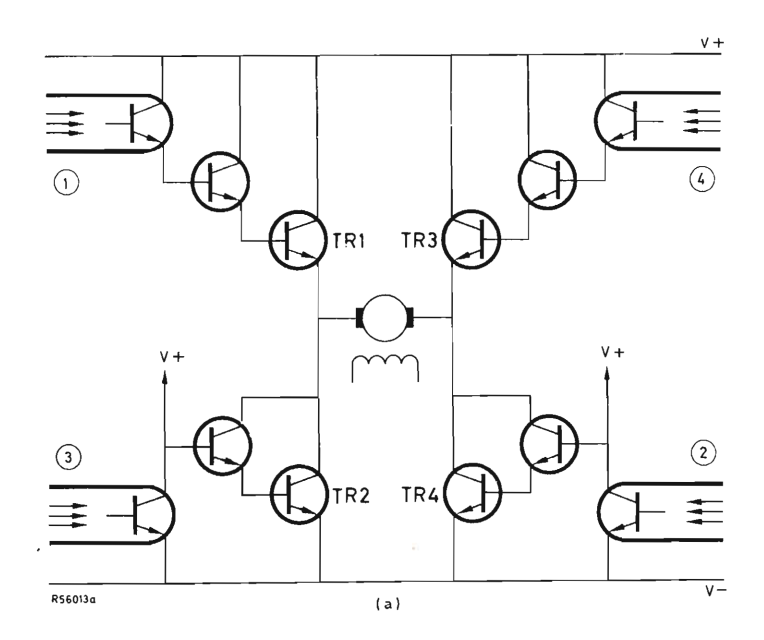



Figura 12. Circuito práctico de sensor de sobrecorriente.

**Fotoacopladores en aplicaciones de control de motores**

*Conmutador inverso para motor de c.c.*

La figura 13a muestra un esquema general del sistema. Cada uno de los cuatro transistores *TR1, TR2, TR3* y *TR4* es excitado por un circuito conmutador representado en la figura 13b. Las ventajas del empleo de fotoacopladores estriban en el aislamiento entre la fuente de las señales de conmutación y las líneas de potencia, y en el hecho de evitar el empleo de transistores PNP de gran potencia.



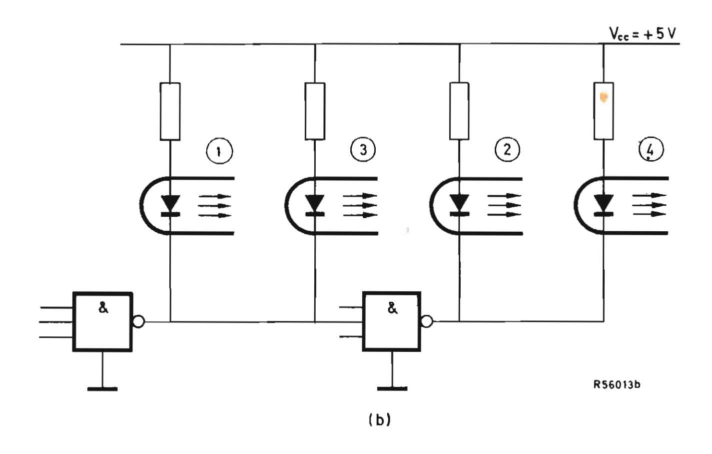




Figura 13. Esquema de un conmutador inversor de motor de c.c. a) circuito general, b) circuito excitador.

*Controlador para motor de inducción trifásico*

La figura 14 muestra el esquema de un controlador de motor de inducción trifásico. El sistema tiene las mismas ventajas que el inversor de motor de c.c. descrito antes.

### Transmisión analógica

Hay una gran variedad de aplicaciones industriales y domésticas en las que los fotoacopladores pueden ser empleados para transmitir señales analógicas entre equipos con desigual potencial de tierra, o, en los casos donde es necesario, que varias señales analógicas sean sumadas en serie para alimentar la entrada de un amplificador común.

La figura 15 muestra un circuito aislador analógico práctico. El circuito tiene unos puntos de caída de 3 dB a 6 kHz y 80 kHz. La distorsión armónica total para una salida de 8 V pico a pico es inferior al 1,5 % entre 100 Hz y 20 kHz.

Este circuito puede ser empleado en las aplicacio-

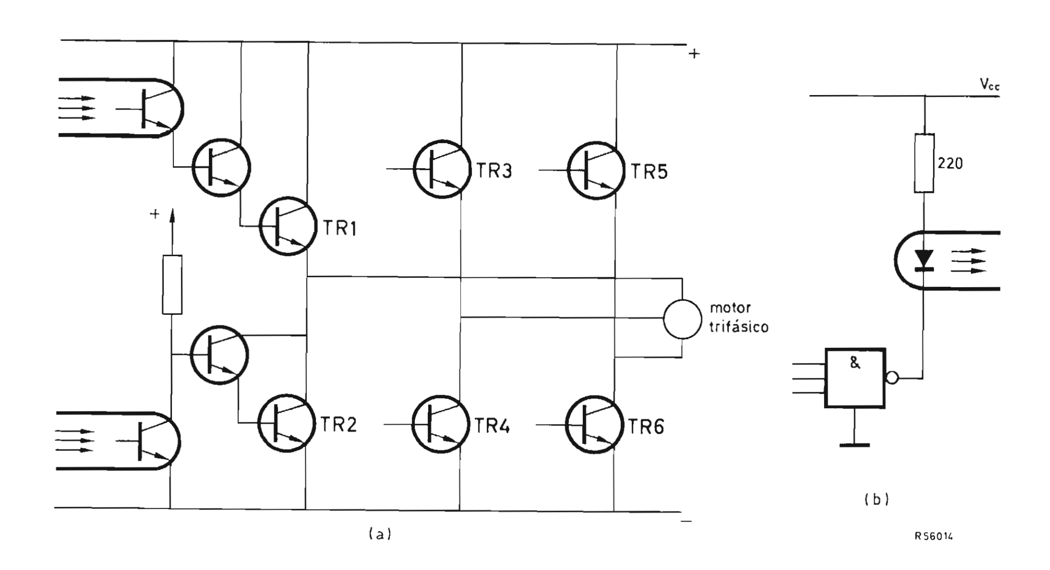



Figura 14. Esquema de un controlador de motor de inducción trifásico. a) circuito general, b) circuito excitador (seis iguales).

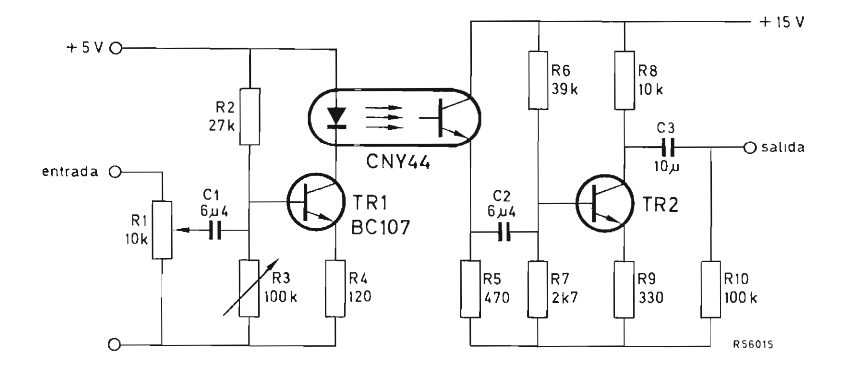



Figura 15. Circuito aislador analógico práctico.

nes representadas en la figura 16, donde el fotoacoplador reemplaza un transformador para aislar equipos con y sin chasis conectado a masa.

La figura 17 muestra un esquema en el que se utilizan dos fotoacopladores en un multiplexor analógico. Las ventajas del empleo de fotoacopladores son que los fototransistores "flotan" en las líneas de señal analógica mientras los diodos trabajan con respecto a potenciales fijos. En la figura 17, cuando el diodo del fotoacoplador 1 está cebado por *IP1,* y el diodo del fotoacoplador 2 está descebado para *IP2*, en la salida del amplificador se encuentra la onda senoidal. Por el contrario, con el diodo del fotoacoplador 1 descebado y el del fotoacoplador 2 cebado, aparece en la salida la forma de onda cuadrada. Con otros diodos cebados, la señal resultante en la salida del amplificador es la suma (o la diferencia) de las dos señales de entrada de los transistores.

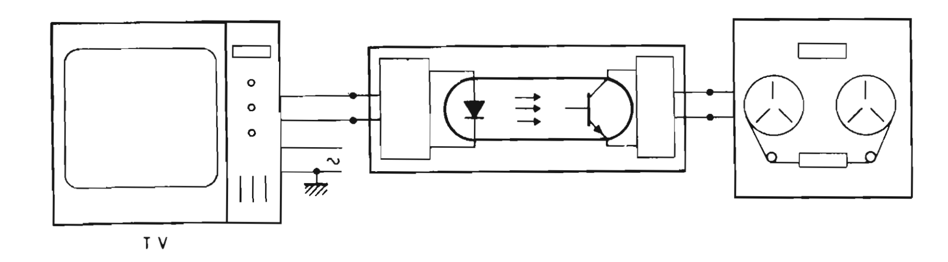



Figura 16. Aplicación del circuito de la figura 15 en la que el fotoacoplador aísla equipos con y sin chasis conectados a tierra.

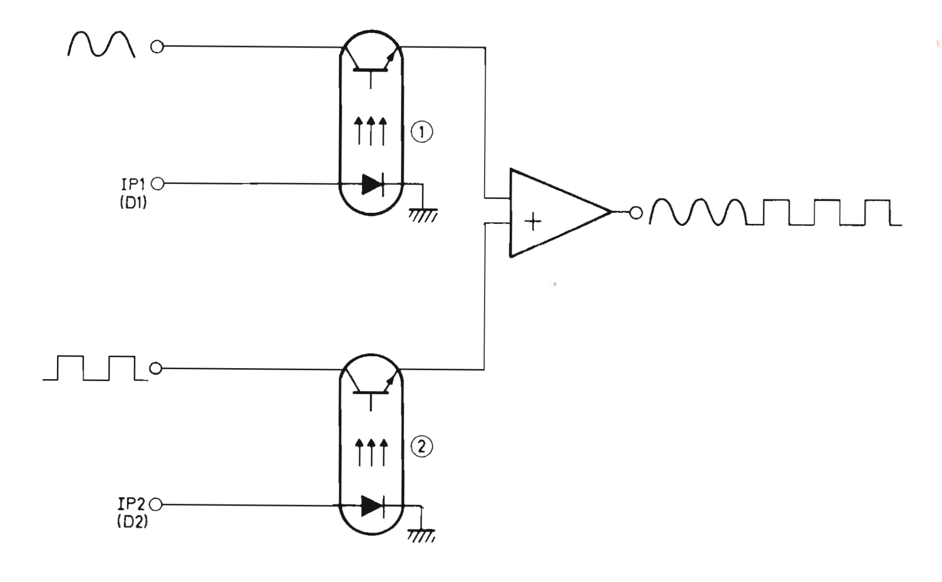



Figura 17. Esquema de un multiplexor analógico.

# Bibliografía

JOHN MARKUS

**MANUAL DE CIRCUITOS ELECTRONICOS**
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7
*Un volumen de 970 páginas (28 x 23 cm). 1974.*




En este manual se han recopilado más de 3.100 esquemas de circuitos electrónicos publicados durante los últimos cinco años por las más importantes revistas técnicas de Estados Unidos y otros países y por algunos importantes fabricantes de componentes electrónicos.

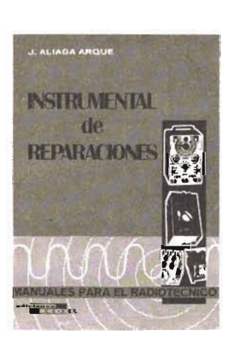
Cada esquema contiene los valores de todos los componentes importantes, un título identificador, una pequeña descripción de la función del circuito, datos de características y sugerencias para sus aplicaciones. Al final de cada descripción se indica la revista o el libro del que se ha tomado la información, para que el lector pueda ampliar la información si lo precisa.

Este manual viene a ser un sistema de recuperación de información sobre circuitos electrónicos comprobados y prácticos, desarrollados en todo el mundo. Siempre que necesite un circuito para una determinada aplicación, el técnico puede encontrar fácil y rápidamente la solución de su problema o información que le permitirá resolver el problema que tiene planteado.

Los circuitos descritos se clasifican en 99 grupos. Esta clasificación y un extenso índice alfabético facilita la búsqueda del circuito deseado.

J. ALIAGA ARQUE

**INSTRUMENTAL DE REPARACIONES**
Colección "Manuales para el Radiotécnico"
Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona
*Un volumen de 346 páginas (18 x 25 cm). 1974.*




El avance de la tecnología electrónica requiere la constante puesta a punto de las técnicas que se dedican a la reparación y mantenimiento de receptores de radio y de televisión, emisores y transceptores, aparatos de alta fidelidad, dispositivos industriales y demás. ¿Cuántos técnicos pueden responder con acierto a cómo se comprueba un transistor de efecto de campo, a qué aparato de taller (económico) puede comprobar el estado y la actividad de un cristal de cuarzo o a cómo es posible conocer el estado de un condensador en circuito y aún medir su capacidad, o proyectar y montar rápidamente un atenuador que se precisa al instante?

Este volumen está dedicado a la preparación adecuada de todo reparador ante la perspectiva de una compra de instrumental económico, pero práctico y efectivo. Describe con claridad cuanto puede ofrecer el mercado desde un punto de vista práctico y orienta con acierto sobre lo que puede esperarse y conseguirse con instrumentos tales como el inyector de señales, el analizador dinámico, el comprobador de válvulas y de tubos de rayos catódicos, el comprobador de transistores (efecto de campo incluido), las cajas de substitución, los atenuadores, los probadores de condensadores en circuito y los capacímetros (medidores de capacidad), los probadores de cristales de cuarzo, etc.

No sólo describe tales aparatos, sino que trata de la construcción de los mismos y de sus aplicaciones especiales ensanchando el campo de sus posibilidades y logrando una rentabilidad máxima a la hora de su empleo.

Indice resumido: El inyector de señales. El analizador dinámico. Cajas de substitución de resistencias y condensadores. Los atenuadores. El comprobador de válvulas. Los transdiómetros. Los probadores de condensadores y los capacímetros. Los probadores de cuarzo.

HENRI LILEN

**TIRISTORES Y TRIACS**
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7
*Un volumen de 270 páginas (24 x 17 cm). 1974.*




A lo largo de los veinte capítulos de que consta este libro, se estudia la estructura, el funcionamiento, las características y las aplicaciones de los tiristores.

En el primer capítulo se considera la importancia técnica y económica de los distintos tipos de tiristores. El capítulo segundo está dedicado a la teoría del tiristor y el tercero a las técnicas de fabricación. El capítulo cuarto estudia el tiristor en conmutación. Los capítulos 5 y 6 describen los diferentes tipos de tiristores, el 7 los elementos de disparo y el 8 los elementos complejos con tiristores. Los capítulos 9, 10, 11, 12, 13, 14 y 15 están dedicados al estudio de los distintos aspectos del gobierno de tiristores y triacs: circuitos de todo a nada, mando síncrono, variación de potencia por mando síncrono, variación de potencia por ángulo de conducción, disparo por amplificador magnético, etc. En el capítulo 16 se considera los problemas de la extinción del tiristor y en el 17 los dispositivos de protección. Los capítulos 18 y 19 están dedicados a las aplicaciones propiamente dichas: cargadores de batería, encendido de motores, temporizadores, regulación de motores, regulación de temperatura, etc. Por último, en el capítulo 20 se estudia el gobierno de tiristores y triacs con circuitos integrados.

ALFREDO BORQUE PALACIN

**ASISTENCIA TECNICA DE TV EN COLOR**
Biblioteca Técnica Philips
Paraninfo. Magallanes 25. Madrid, 15
*Un volumen de 256 páginas (22 x 17 cm). 1975*




Esta obra consta de once capítulos y un apéndice y en ella se ha procurado recoger, como afirma su autor, todos los conocimientos precisos para quienes con experiencia de televisión en blanco y negro deseen adquirir los conocimientos necesarios para dedicarse a la tarea de asistencia técnica a los receptores de televisión en color.

El texto se presenta en forma de enseñanza programada que conduce poco a poco a la asimilación de la teoría expuesta. Al final de cada capítulo se incluye un resumen del mismo.

Esta obra fue premiada en el segundo concurso "Cursos Técnicos Programados" convocados por Philips-Paraninfo y se ha publicado dentro de la Biblioteca Técnica Philips.

Indice:
1. Colorimetría.
2. Ideas de principio.
3. Fundamentos de la señal de TV color y sincronización.
4. Sección de señal.
5. Sección de sincronismo de color.
6. Sección de crominancia.
7. Cámara y tubo de imagen tricolor.
8. Descripción del receptor PAL-Telefunken. TV 709.
9. Descripción del receptor Copresa-Miniwatt B07.
10. Principios del sistema SECAM. Diferencias entre los sistemas NTSC, PAL y SECAM.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 8.- Sistema de altavoces para alta fidelidad.- Una sencilla máquina de sumar.- Diodos luminiscentes como indicadores de estado lógico en sistemas de las series 30 y 60.- Aplicaciones de radiofrecuencia de los transistores de efecto de campo en receptores de comunicación.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.

# APLICACIONES DEL TIRISTOR BT100A




Los tiristores de la serie BT100A, en cápsula de plástico, son especialmente indicados para aplicaciones de tipo doméstico y de baja potencia. Concebidos especialmente para el control de iluminación, de temperatura y de velocidad de pequeños motores, pueden ser utilizados en equipos alimentados por medio de la red a 125 y 220 voltios.

A fin de poner de manifiesto las numerosas y variadas posibilidades de estos tiristores, acabamos de publicar un manual de aplicaciones prácticas en el que se describen los siguientes dispositivos: 1. Encendido electrónico para automóvil. 2. Regulador de iluminación. 3. Control para pequeño motor. 4. Cebador electrónico para tubos fluorescentes. 5. Disparador para flash esclavo. 6. Encendedor de gas. 7. Cebador para lámpara de sodio de alta presión.

# REVISTA Miniwatt

Vol. 14-Núm. 6 JUNIO 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

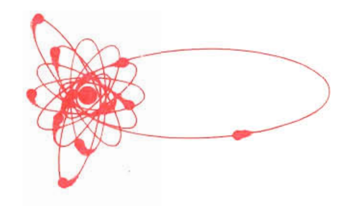
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

REVISTA "Miniwatt"

**Publicación de aplicaciones electrónicas**



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7



Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona






Algunos tipos de tubos indicadores para la visualización de símbolos y cifras numéricas en aparatos y equipos electrónicos de medida y control.

# ÍNDICE



**VOLUMEN 14 - Número 6** **JUNIO 1975**

## TABLA DE OPERACIONES LÓGICAS CON DOS VARIABLES

| | | variables | | valores de las variables | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | X | | 0 | 0 | 1 | 1 | | |
| | | Y | | 0 | 1 | 0 | 1 | | |
| símbolos | función lógica (conectiva proposicional) | expresiones | otras expresiones | tabla de la verdad | | | | otros símbolos | otras denominaciones |
| | FUNCIÓN NULA | 0 | | 0 | 0 | 0 | 0 | | |
| $\wedge$ | CONJUNCIÓN<br>Y, AND<br>(...y...) | $X \wedge Y$ | $\bar{X} \barwedge \bar{Y}$ | 0 | 0 | 0 | 1 | . ∩ | producto lógico<br>intersección |
| $\not\rightarrow$ | NO IMPLICACIÓN<br>(...pero no...) | $X \not\rightarrow Y$ | $X \wedge \bar{Y}$<br>$\bar{X} \veebar Y$ | 0 | 0 | 1 | 0 | | inhibición<br>exclusión |
| | AFIRMACIÓN | X | | 0 | 0 | 1 | 1 | | |
| $\not\leftarrow$ | NO INCLUSIÓN<br>(no...pero...) | $X \not\leftarrow Y$ | $\bar{X} \wedge Y$<br>$X \veebar \bar{Y}$ | 0 | 1 | 0 | 0 | | inhibición inversa<br>exclusión |
| | AFIRMACIÓN | Y | | 0 | 1 | 0 | 1 | | |
| $\not\leftrightarrow$ | NO EQUIVALENCIA<br>(o...o...pero no ambos) | $X \not\leftrightarrow Y$ | $\overline{X \leftrightarrow Y}$ | 0 | 1 | 1 | 0 | ⊕ | disyunción excluyente<br>dilema<br>O excluyente<br>(exclusive OR) |
| $\vee$ | DISYUNCIÓN<br>O, OR<br>(...o...) | $X \vee Y$ | $\bar{X} \barwedge \bar{Y}$ | 0 | 1 | 1 | 1 | + ∪ | disyunción incluyente<br>suma lógica<br>reunión |
| $\veebar$ | NO DISYUNCIÓN<br>NO-O, NOR<br>(ni... y ni...) | $X \veebar Y$ | $\bar{X} \wedge \bar{Y}$<br>$\overline{X \vee Y}$ | 1 | 0 | 0 | 0 | ↓ | negación conjunta<br>exclusión<br>NI |
| $\leftrightarrow$ | EQUIVALENCIA<br>(...si y sólo si...) | $X \leftrightarrow Y$ | $\overline{X \not\leftrightarrow Y}$ | 1 | 0 | 0 | 1 | ≡ ⊙ | |
| $-$ | NEGACIÓN<br>(no...) | $\bar{Y}$ | | 1 | 0 | 1 | 0 | ~ ¬ | complementación |
| $\leftarrow$ | IMPLICACIÓN INVERSA<br>(...si...) | $X \leftarrow Y$ | | 1 | 0 | 1 | 1 | | |
| $-$ | NEGACIÓN<br>(no...) | $\bar{X}$ | | 1 | 1 | 0 | 0 | ~ ¬ | complementación |
| $\rightarrow$ | IMPLICACIÓN<br>(si...entonces...) | $X \rightarrow Y$ | | 1 | 1 | 0 | 1 | ⊃ ⇒ | |
| $\barwedge$ | NO CONJUNCIÓN<br>NO-Y, NAND<br>(no a la vez...y...) | $X \barwedge Y$ | $\overline{X \wedge Y}$<br>$\bar{X} \vee \bar{Y}$ | 1 | 1 | 1 | 0 | / | incompatibilidad<br>negación alternada<br>ON |
| | FUNCIÓN UNIDAD | 1 | | 1 | 1 | 1 | 1 | | |

# CIRCUITO DE DESMAGNETIZACION PARA TELEVISION EN COLOR CON EL TERMISTOR PTC-PS

*En este artículo se describe una simplificación del circuito de desmagnetización del tubo de imagen para televisión en color mediante el empleo de un resistor PTC doble.*

El nuevo termistor doble de coeficiente positivo de temperatura, PTC-PS, elimina la necesidad del resistor en paralelo en el circuito de desmagnetización de un aparato de televisión en color:

- Por esto, el termistor PTC-PS proporciona una economía en comparación con el resistor normalmente empleado con ahorro de tiempo y dinero.
- El PTC-PS permitirá utilizar una placa de circuito impreso más pequeña, proporcionando de este modo ahorros de material y espacio.
- Eliminando el resistor, se mejora mucho la fiabilidad del circuito de desmagnetización, y no hay peligro de sobrecalentamiento si la bobina se desconecta.
- El termistor PTC-PS, puede usarse con 220 V y 240 V de alimentación de red, eliminando así la necesidad de disponer de dos tipos.
- No es necesario revisar el diseño para el uso del PTC-PS, ya que da las mismas corrientes impulsivas de entrada y residuales que los diseños existentes.

La función del doble termistor PTC en el circuito de desmagnetización consiste en reducir gradualmente la corriente de pico inicial repentina de 5 A a una corriente de estado estable con pico menor que 2 mA. En el circuito convencional (fig. 1), el resistor PTC conectado a la red no consigue esto sin ayuda: un resistor, con disipación entre 4 W y 7 W, según sea el diseño, se coloca en paralelo con la bobina de desmagnetización para drenar una corriente residual de unos 10 mA.

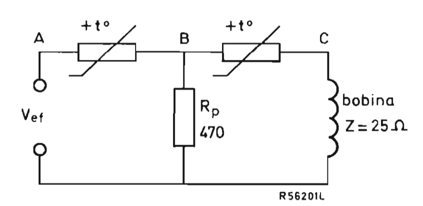



Figura 1. Circuito convencional de desmagnetización.
*AB* = PTC red.
*BC* = PTC serie.

El circuito de desmagnetización realizado con el PTC-PS (fig. 2), tiene un PTC conectado en paralelo entre los terminales de alimentación y un PTC en serie con la bobina. El PTC en serie, por sí sólo, no consigue la temperatura necesaria para reducir la corriente a 2 mA: se estabiliza a la temperatura $T_S$ de la figura 3. El PTC en paralelo se estabiliza a una temperatura más elevada, $T_P$. Colocando los dos termistores PTC en íntimo contacto térmico, el PTC en paralelo puede calentar el PTC en serie hasta la temperatura $T_S'$ aumentando así su resistencia hasta el punto en el que la corriente a través de la bobina se limita a 2 mA.

Como se observa en los oscilogramas (fig. 4), la acción del circuito PTC-PS es algo más rápida que la del circuito convencional pero la pendiente de la envolvente es la misma. Las características resumidas del nuevo circuito presentan también unos valores similares. Los datos mecánicos se dan en la figura 5: la disposición de las patillas es adecuada para placa de circuito impreso normalizada.

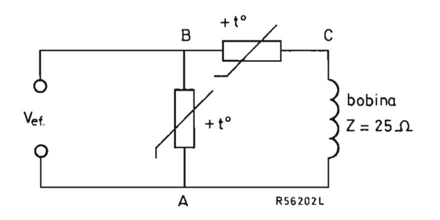



Figura 2. Nuevo circuito de desmagnetización.
*AB* = PTC paralelo.
*BC* = PTC serie.

*Resumen de características:*

Con 220 V de valor eficaz a la entrada del circuito de la figura 2:

| | |
|---|---|
| corriente de pico inicial | 5 A mín. |
| corriente de pico después de 5 s | 70 mA máx. |
| corriente de pico después de 30 s | 5 mA máx. |
| corriente de pico de estado estable después de 180 s | 2 mA máx. |

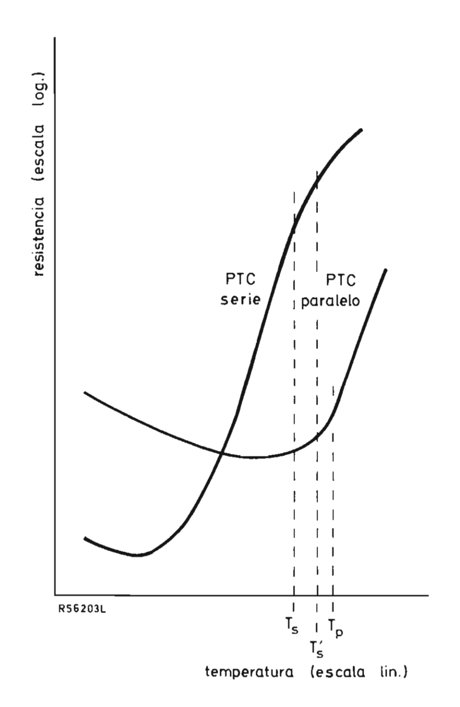



Figura 3. Características resistencia-temperatura de los dos termistores PTC, que muestran cómo el PTC en serie se calienta por el PTC en paralelo para estabilizarse a la temperatura $T_S'$

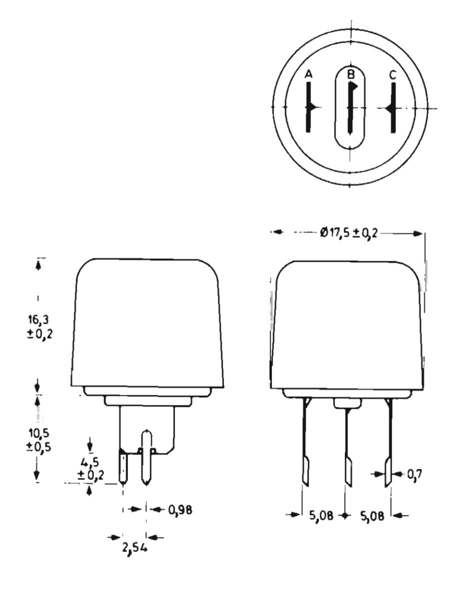
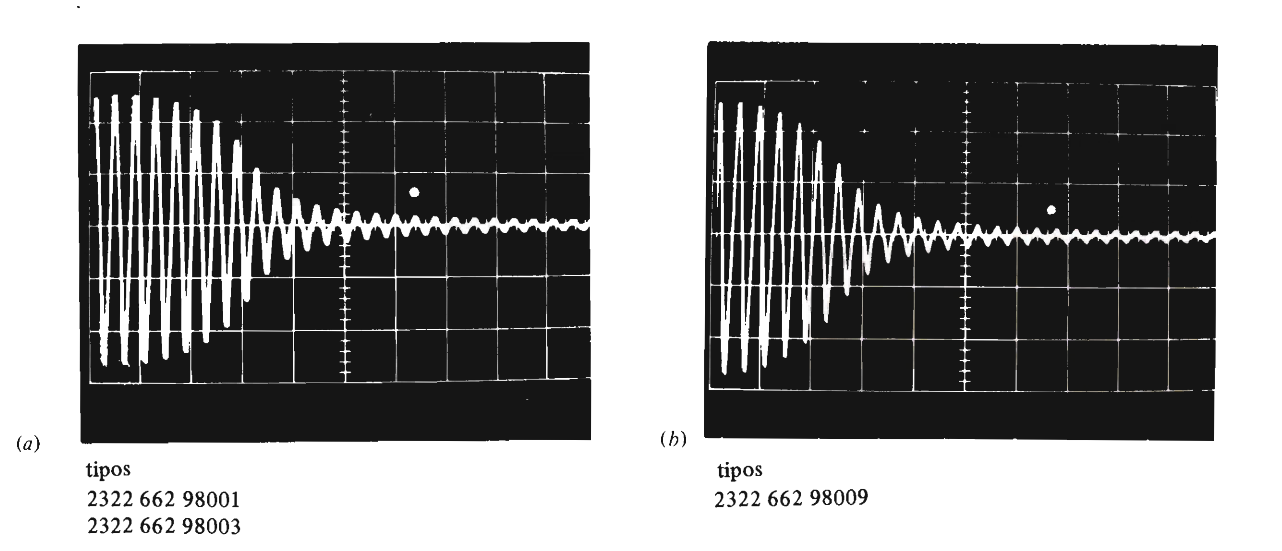


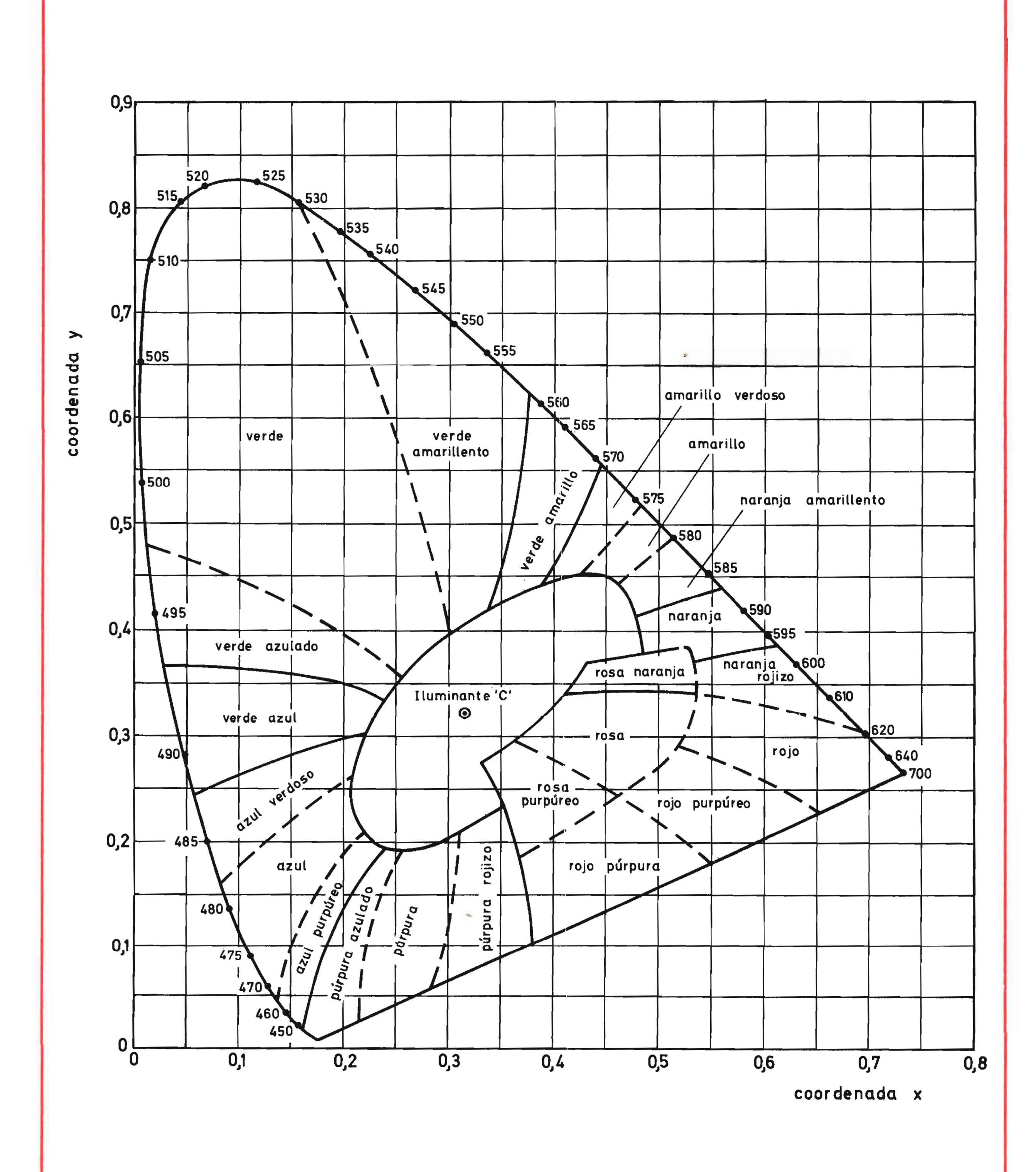

Figura 5. Datos mecánicos del termistor PTC-PS. Las patillas *A* y *B* se conectan a la alimentación de red: la bobina de desmagnetización se conecta entre las patillas *A* y *C*.
Todas las dimensiones en mm.



(*a*)
tipos
2322 662 98001
2322 662 98003

(*b*)
tipos
2322 662 98009

Figura 4. Comparación de los oscilogramas (*a*) del circuito convencional de la figura 1 y (*b*) del nuevo circuito de la figura 2. Los ajustes de desviación del osciloscopio son los mismos: X = 2 A/división de escala. Y = 0,05 s/división de escala. El nuevo circuito es algo más rápido, pero la envolvente es la misma que la del circuito convencional.



coordenada y
coordenada x
0,9
0,8
0,7
0,6
0,5
0,4
0,3
0,2
0,1
0
0,1
0,2
0,3
0,4
0,5
0,6
0,7
0,8
520
525
515
530
535
540
510
545
550
555
505
560
565
570
575
580
585
590
595
600
610
620
640
700
500
495
490
485
480
475
470
460
450
verde
verde amarillento
verde amarillo
amarillo verdoso
amarillo
naranja amarillento
naranja
naranja rojizo
rosa naranja
verde azulado
verde azul
Iluminante 'C'
rosa
rojo
azul verdoso
rosa purpúreo
rojo purpúreo
azul
rojo púrpura
azul purpúreo
púrpura azulado
púrpura
púrpura rojizo

# SONDAS POR ECO CON PIEZOXIDO

*Se estudian en este artículo las características y la aplicación de los transductores piezoeléctricos en los equipos de sondeo por ultrasonidos, poniendo de manifiesto sus ventajas.*

## 1. Introducción

Actualmente los pequeños navíos y barcos de todo tipo están provistos de un simple pero fiable equipo de sondeo por eco, principalmente para medir la profundidad del agua debajo de la quilla. Algunos equipos pueden utilizarse también para detectar la presencia de peces y, si el haz sonoro se emite oblícuamente, se pueden detectar los obstáculos submarinos tales como arrecifes y bancos de arena a tiempo para poder evitarlos.

El principio de la sonda por eco es muy simple. Se transmite un impulso corto de ultrasonido vertical u oblícuamente hacia abajo para que sea reflejado por el fondo del mar, o por cualquier obstáculo, y el receptor recoge el eco. El intervalo de tiempo entre la emisión y la recepción de impulsos proporciona una medida de la distancia recorrida por el impulso ultrasónico y, si se ha dirigido directamente hacia abajo, es una medida de la profundidad del agua debajo del barco.

Por razones de economía normalmente se utiliza un sólo transductor para la transmisión y recepción (fig. 1), estas funciones se conmutan electrónicamente. Un indi-

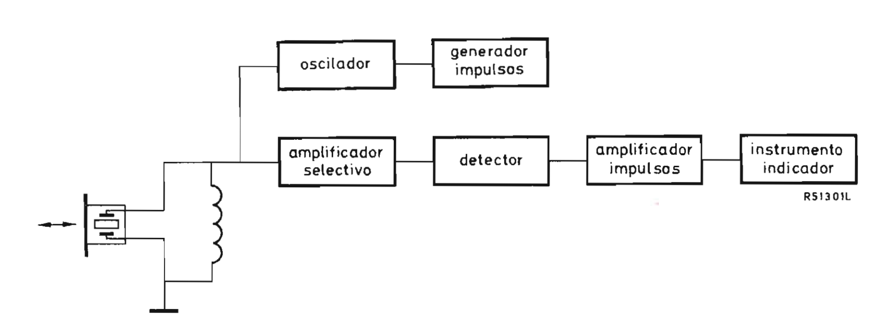



Figura 1. Diagrama de bloques de un equipo de sondeo por eco.

cador muy utilizado consta de una base de tiempos formada por una lámpara de neón en el extremo de un brazo rotativo que está sincronizando con el impulso transmisor. Responde a todos los ecos recibidos, indicando así la presencia de bancos de peces así como el fondo del mar. Esta instalación puede servir también como generador de impulsos. Otros equipos sólo evalúan el intervalo de tiempo hasta el primer eco fuerte, y la profundidad se indica numéricamente o en una escala graduada.

## 2. Características de los sistemas de sondeo por eco

*Alcance máximo*

Normalmente los sistemas de sondeo por eco sencillos utilizados en los barcos pequeños están diseñados para un alcance máximo de profundidad de unos 100 m. El alcance depende de los circuitos electrónicos empleados, de la salida de potencia del transductor y de la sensibilidad del receptor. También depende mucho del diseño del transductor.

*Frecuencia de funcionamiento*

Idealmente se quiere el transductor más pequeño posible en una sonda y esto sugiere una elevada frecuencia de funcionamiento. Las altas frecuencias son también más adecuadas para impulsos cortos, que tienen interés especial en aguas poco profundas, ya que tanto la medida de la distancia mínima como la resolución dependen de la duración del impulso ultrasónico. Por otra parte, la absorción del sonido en agua de mar aumenta mucho con la frecuencia, y por ello se ha de encontrar un término medio.

Para el equipo en cuestión (alcance máximo 100 m), la frecuencia óptima está entre 150 kHz y 200 kHz. La distancia mínima que se puede medir es de 30 cm; la resolución debe ser aproximadamente la mitad de esta cifra.

*Ancho de banda*

A medida que se acortan los impulsos ultrasónicos, el ancho de banda del transductor se ha de ampliar. No obstante, no debe ser demasiado ancha, de otro modo se perjudicaría a la selectividad y, consecuentemente, a la relación señal-ruido. El ancho de banda requerido a 3 dB es de 10 kHz a 15 kHz aproximadamente, lo que corresponde a un factor de calidad mecánica de $Q \approx 15$.

*Característica direccional*

La característica direccional del transductor tiene influencia sobre varios aspectos del rendimiento de la sonda. Se puede aumentar el alcance concentrando el ultrasonido en un haz más estrecho. A la vez, se pueden detectar objetos más pequeños con mayor facilidad. No obstante, tiene el inconveniente de que la intensidad del sonido reflectado que se recibe disminuirá más agudamente cuando el barco se escora, y la profundidad indicada por el instrumento aumentará debido al ángulo oblícuo del transductor. El transductor debe diseñarse de modo que sólo emita hacia abajo; de no ser así pueden haber ecos de interferencia del mismo barco o de la turbulencia de la superficie de la estela. La característica direccional debe presentar lóbulos laterales lo más pequeños posible; los lóbulos laterales grandes tienden a hacer que la directividad del haz principal no sea efectiva. Se recomienda un ancho de haz de 10° a 30° para 6 dB.

Se debe tener en cuenta que la anchura efectiva del haz del transductor se hace más pequeña si el transductor tiene la doble función de transmitir y recibir: una anchura de haz del transductor a 6 dB implica una anchura de haz a 12 dB para todo el sistema.

## 3. El transductor ultrasónico en sistemas de sondeo por eco

Existen varios tipos de transductores que pueden ser utilizados en sistemas de sondeo. Se recomiendan los transductores de vibración en flexión para aplicaciones de largo alcance, donde se emplean frecuencias por debajo de 50 kHz.

Las frecuencias más elevadas requeridas para el sondeo de mediano y corto alcance se podrían producir mediante cilindros largos vibrando en el modo axial 33. Las vibraciones de los extremos se parecen a los de un pistón y los armónicos están bien separados en frecuencia. No obstante, para el rango de frecuencias en cuestión, la zona de radiación de estos transductores es pequeña en comparación con la longitud de onda acústica. Esto hace que la característica direccional sea casi esférica. A pesar de que se puede superar este inconveniente montando varios transductores en fila para proporcionar un haz más estrecho, el conjunto resulta así pesado e incómodo. Alternativamente, podría utilizarse un disco cuyo diámetro sea grande en comparación con su grosor y excitarlo a vibrar en resonancia de espesor. Esto también proporcionaría un movimiento tipo pistón con una adecuada directividad y una buena separación de armónicos, pero para lograr una verdadera resonancia de espesor en esta gama de frecuencias, el diámetro del disco tendría que ser muy grande.

Se puede construir un transductor mucho más simple, más económico y más compacto, utilizando un disco cuyo espesor y diámetro sean comparables. Esto hace que la resonancia sea algo más compleja, ya que ahora existe acoplamiento entre las vibraciones en las direcciones radial y de espesor, y hay varias resonancias que se producen en la requerida gama de frecuencias. No obstante, una de éstas tiene cierto parecido a un verdadero modo de espesor y proporciona un buen haz dirigido. Para este transductor la relación espesor-diámetro más efectiva es de 0,4 aproximadamente. Esto proporciona una fuerte resonancia de "tipo espesor" razonablemente muy separada de las demás. La frecuencia de esta resonancia depende en gran medida del espesor del disco, pero la directividad depende de su diámetro, de la variación de amplitud de las vibraciones a través de su superficie y de la frecuencia de funcionamiento. El gráfico de la admitancia de la figura 2 muestra el caso de un transductor diseñado para satisfacer estos requisitos utilizando un disco de PXE41 con un diámetro de 31,75 mm y un espesor aproximado de 14,3 mm. La cuarta resonancia, con $f_s$ = 151 kHz, es del "tipo de espesor" y es adecuada para su aplicación como transductor debido a que el factor de acoplamiento electromecánico es relativamente grande y la separación entre la tercera y quinta resonancia es muy adecuada. Además, la fuerte componente axial de la vibración proporciona un buen acoplamiento acústico al agua y estas dimensiones del disco proporcionan la característica direccional requerida.

El transductor ha de estar bien colocado para asegurar un funcionamiento satisfactorio de la sonda. La figura 3 muestra un prototipo. El disco de piezóxido está montado en un receptáculo cerrado con material plástico adecuado. Ya que el transductor ha de ser sensible sólo hacia adelante, sería conveniente que sólo la cara frontal del disco de PXE estuviera acoplada al agua, aislando la otra cara y la pared cilíndrica del disco por aire. No obstante, se ha visto que tal diseño ocasiona una fuerza mecánica inadecuada y que, debido al poco amortiguamiento, la resonancia radial puede interferir con la resonancia de funcionamiento. En general, por tanto, sólo se aisla la parte posterior del disco de PXE, pero no su pared cilíndrica. Un medio aislante que se utiliza con frecuencia es la espuma de goma, que acústicamente equivale a una capa de aire.

La cara de radiación del transductor de PXE ha de estar protegida por una capa de interface. Se obtienen resultados óptimos si el espesor de la capa protectora es igual a 1/4 $\lambda$, donde $\lambda$ es la longitud de onda acústica en el medio de interface. La mejor adaptación acústica obtenida así aumenta considerablemente el ancho de banda. Para la mejor adaptación, el interface debería tener una impedancia acústica específica intermedia entre la del PXE y la del agua de mar. Muchos materiales sintéticos, tales como resinas epoxy y otros plásticos, están dentro de esta gama. En la mayoría de los materiales sintéticos la velocidad de propagación de sonido es de $2 \times 10^3$ m/s a $3 \times 10^3$ m/s aproximadamente. Para la requerida gama de frecuencias (de 150 kHz a 200 kHz), el espesor óptimo de la capa es de unos 3 mm.

Al seleccionar el compuesto plástico para el transductor (véase la figura 3), se deben tener presentes las siguientes propiedades:

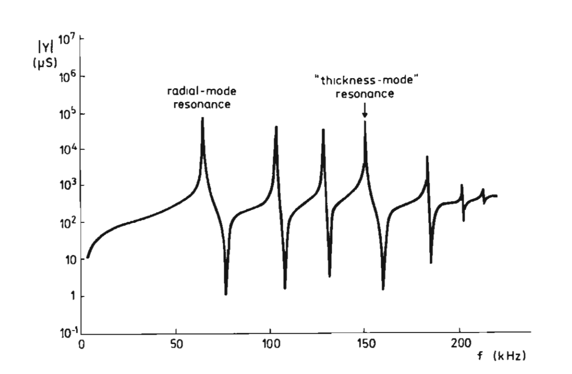



Figura 2. Admitancia $Y$ de un resonador en el modo de espesor (disco PXE41 de 31,75 mm de diámetro, espesor aproximado de 14,3 mm) en función de la frecuencia.

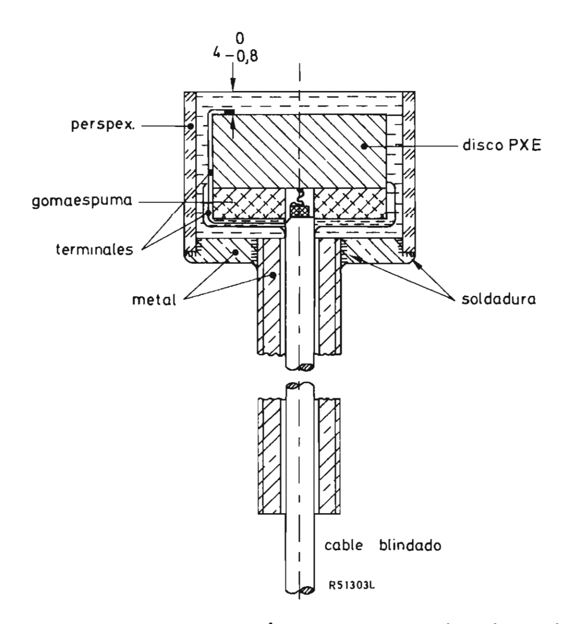



Figura 3. Transductor de piezóxido para un equipo de sondeo en su receptáculo (prototipo: dimensiones del disco de PXE: diámetro 31,75 mm, espesor 14,3 mm).

- poca absorción de sonido;
- adherencia y elasticidad (protección contra daños mecánicos);
- tolerancia de agua (de mar) y luz solar;
- superficie lisa para reducir el crecimiento de algas, y para facilitar su limpieza.

Se recomienda un material sintético para el receptáculo por razones acústicas y económicas; los receptáculos de metal tienen problemas de resonancia. No obstante, un receptáculo de latón podría ser mucho más fuerte que uno de material sintético.

## 4. Adaptación eléctrica

La impedancia total del transductor tiene un elevado contenido de capacidad, gran parte de la cual se debe al largo cable de conexión. Se obtiene una buena adaptación de carga y una mejorada anchura de banda mediante una sintonización inductiva.

El transductor está caracterizado por las siguientes magnitudes:

- frecuencia (normalmente la frecuencia resonante en serie $f_s$);
- inductancia en paralelo $L_p$ (sintonización);
- impedancia del transductor sintonizado $|Z_s|$ a $f_s$;
- ancho de banda a 6 dB;
- característica direccional.

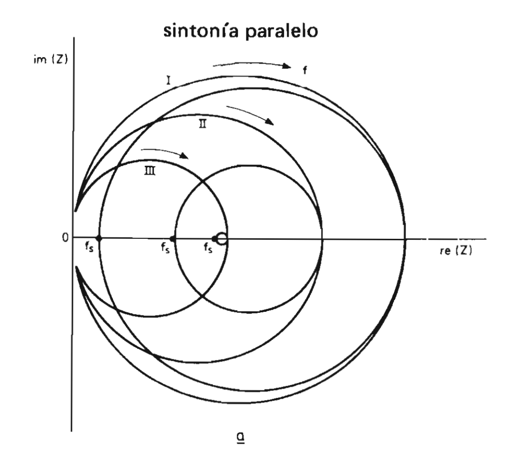
Otros datos importantes son la duración mínima del impulso que se puede transmitir (que depende del ancho de banda) y la sensibilidad, que es una función de los parámetros del transductor y la impedancia de terminación. La sensibilidad puede deducirse a partir de la respuesta del transductor a un impulso acústico totalmente reflejado en una distancia conocida.

Con estos datos se puede calcular el comportamiento del transductor con bastante exactitud. Para un alcance corto (< 10 m), la intensidad del eco depende casi totalmente de la distancia y del coeficiente de reflexión del fondo del mar. Para distancias mayores también se ha de tener presente la cantidad de ultrasonido absorbido por el agua. A 151 kHz ésta es de 0,05 dB/m aproximadamente, o 10 dB cuando se opera en una profundidad de agua (de mar) de 100 m (longitud total de recorrido 200 m).

## 5. Medidas en transductores para equipos de sondeo por eco

*Impedancia y ancho de banda*

Primero se ha de determinar la inductancia en paralelo compensadora $L_p$. Se puede hacer esto mediante el diagrama polar (fig. 4), o por las curvas frecuencia-admitancia o frecuencia-impedancia (fig. 5 y 6). Cuando se compensa bien, los lóbulos de resonancia en el diagrama polar deberían ser simétricos respecto al eje real, y la curva frecuencia-admitancia debería ser lo más simétrica posible respecto a $f_s$ en la proximidad de la resonancia. Se determina el ancho de banda y la conductancia para $f_s$ mediante nuevas mediciones.



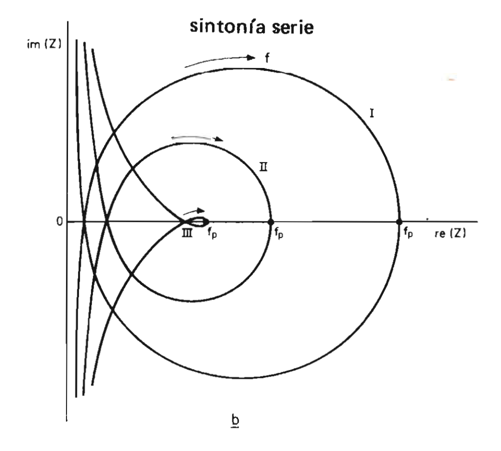
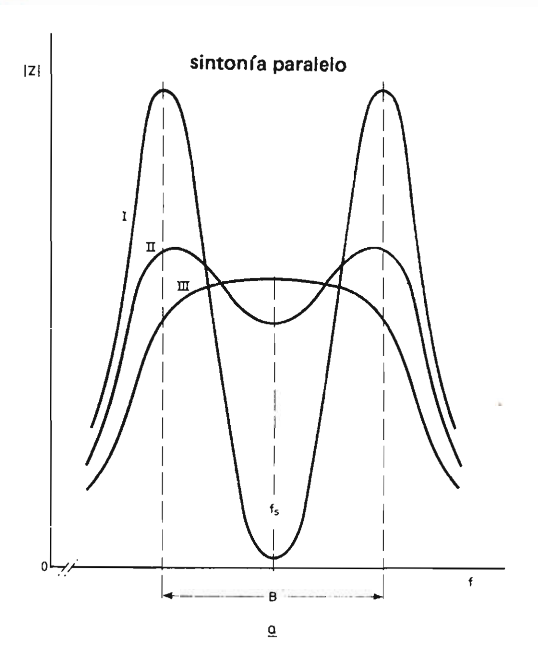




Figura 4. Diagramas polares de impedancia correspondientes a la figura 5.

*Sensibilidad*

Con una operación impulso-eco, se puede expresar la sensibilidad mediante la relación entre la tensión producida por el eco y la tensión aplicada para generar el ultrasonido. La figura 7 muestra un esquema para determinar tanto la sensibilidad como el comportamiento del impulso. La pared de reflexión debería estar situada en el campo extremo del transductor y la distancia entre pared y transductor debería ser mayor que la longitud mínima de impulso que se puede obtener. (El campo extremo de un transductor es el campo de sonido o de ultrasonido a una distancia mayor que $D^2/\lambda$, donde $D$ es el diámetro del transductor. Para un transductor con un diámetro de 32 mm trabajando en agua de mar a 151 kHz, sería de unos 10 cm). Todas las demás superficies de reflexión, incluyendo la superficie del agua, deberían estar suficientemente alejadas para evitar ecos



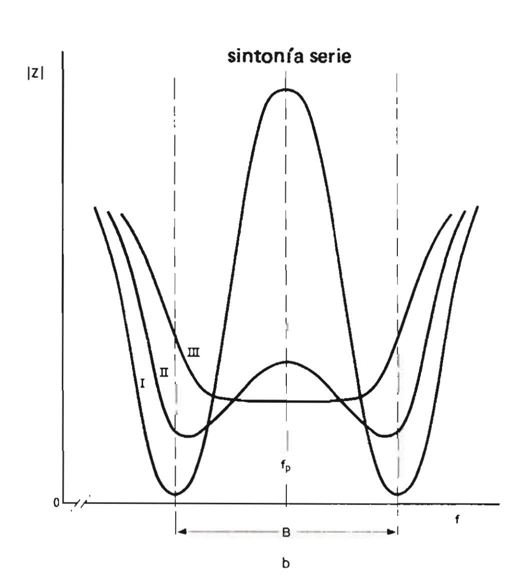
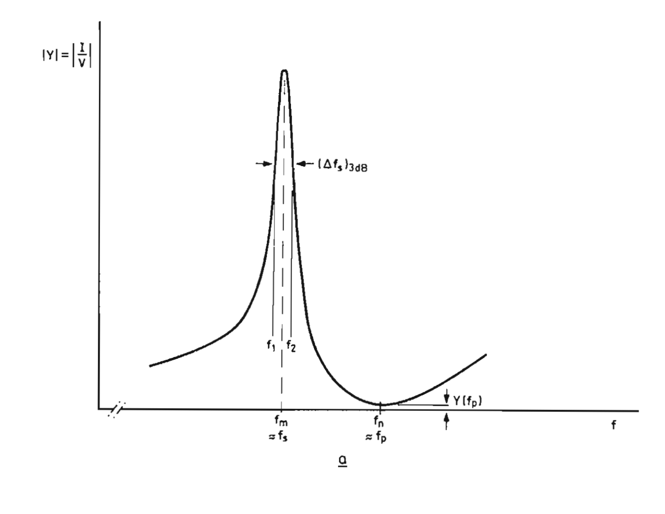




Figura 5. Impedancia en función de la frecuencia en sintonización en serie y en paralelo.



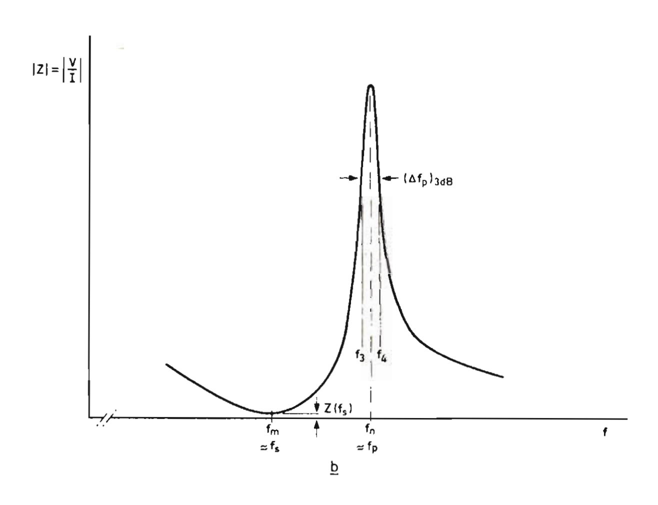




Figura 6. Admitancia (a) e impedancia (b) en función de la frecuencia. La frecuencia resonante en serie $f_s$ es aproximadamente igual a la frecuencia mínima de impedancia $f_m$; la frecuencia resonante en paralelo $f_p$ es aproximadamente igual a la máxima frecuencia de impedancia $f_n$. Para frecuencias inferiores a $f_m$ y superiores a $f_n$, el transductor se comporta capacitivamente; para frecuencias entre $f_m$ y $f_n$ se comporta inductivamente.

parásitos antes de que se reciba la señal reflejada principal. Así no habrá necesidad de utilizar una cámara anecoica.

Si se utilizan estas medidas para comparar distintos transductores, es mejor trabajar con adaptación de potencia ($R_p = |Z_s|$), aunque esto no se hace siempre en la práctica.

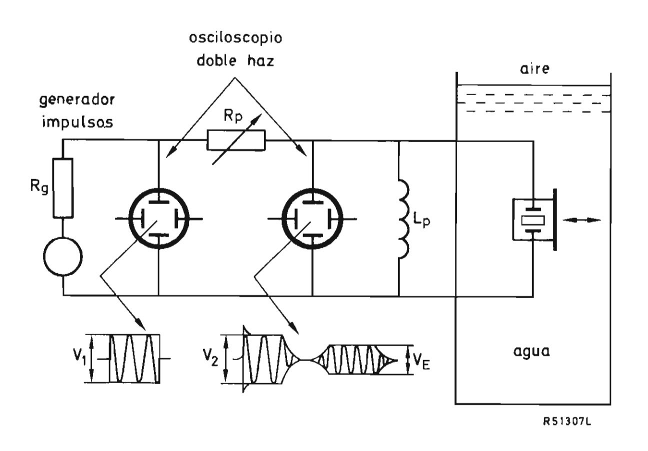



Figura 7. Diseño básico de un instrumento para medir la sensibilidad. Dejar que la caída de tensión a través de $R_p$ sea $V_1$-$V_2$ ($R_g \ll R_p$). Se ajusta la frecuencia para proporcionar el valor mínimo de $V_2$ y se selecciona el valor de $R_p$ para que $V_2 =$ $= 0,5\ V_1$. La relación $V_E/V_2$ es una medida de la sensibilidad. ($V_E$ es la tensión del eco.)

*Medida automática de la característica direccional*

También se puede utilizar el esquema de la figura 7 para la medida de la directividad. El transductor se monta simplemente con un dispositivo de medida de ángulos, y se puede determinar directamente la anchura del haz a 3 dB en el modo de eco-impulso.

El equipo descrito a continuación produce una característica de directividad ultrasónica completa, y proporciona un medio especialmente fácil para medir y representar el campo ultrasónico producido por un transductor de sonda por eco. La figura 8 muestra el diagrama de bloques del equipo.

Un oscilador de puerta *A*, alimenta el transductor bajo prueba *B* con una salva corta de impulsos a su frecuencia de trabajo, la cual es registrada por el contador de frecuencias *C*. El oscilador es controlado por el selector automático de impulsos *D* que abre la puerta del oscilador, cuenta el número requerido de ciclos completos y después cierra la puerta. El retardo de tiempo antes de que se repita este proceso (la frecuencia de repetición) también es ajustable; esto permite que se anulen todos los ecos antes de que se transmita otra salva de impulsos.

La onda de presión sonora generada por el transductor se detecta por un pequeño (diámetro de 3 mm) hidrófono piezoeléctrico *E* y se amplifica por un preamplificador *F*. Esta señal recibida junto con la salva de impulsos transmitida se visualiza en un osciloscopio de dos haces *G*, que también actúa como amplificador para aumentar la señal a un nivel adecuado para el cuantificador *H*. El cuantificador de cinco canales es una red en paralelo de cinco detectores de nivel. Cada uno está seguido por un flip-flop y un circuito sumador para proporcionar una salida proporcional al número de canales conectados. Se puede ajustar cada detector de nivel para que se dispare cuando el nivel de la señal alcance cierto valor. Los flip-flop señalan que se ha alcanzado (momentáneamente) este nivel, y no se vuelven a la posición inicial hasta la próxima salva de impulsos transmitida. Así, el cuantificador convierte la entrada analógica en uno de los cinco niveles discretos de la tensión de salida.

Se fija el hidrófono a un cursor montado en una grúa puente sobre el tanque de agua. Un motor eléctrico desplaza el cursor hacia adelante y hacia atrás mediante una transmisión de cadena. Una caja de engranajes de 4 velocidades y accionamiento intermitente avanza la grúa una corta distancia durante parte de cada ciclo. La aguja del trazador XY, *R*, sigue el recorrido en zig-zag del hidrófono mediante un potenciómetro de hilo de contacto deslizante *S* con un contacto deslizante acoplado al cursor (eje X) y un potenciómetro de 10 revoluciones *T* conectado a una de las ruedas de la grúa (eje Y). Un microconmutador en la caja de engranajes eleva la aguja durante el retroceso mientras la grúa se mueve.

La salida del cuantificador se superpone en el eje Y del trazador para proporcionar un desplazamiento vertical a la aguja igual al espacimiento del eje Y cada vez que se excede un nivel de disparo del cuantificador. Esto da lugar al dibujo de contornos mostrado en la figura 9. Mediante el adecuado ajuste de los niveles de disparo del cuantificador, se pueden fijar estos contornos a 3 dB uno de otro. Así estas líneas representan los niveles de 6 dB para el transductor cuando actúa en su modo de transmisión/recepción.

## 6. Rendimiento de un transductor para sonda por eco

El transductor prototipo mostrado en la figura 3, está equipado con un disco de PXE41 que tiene un diámetro de 31,75 mm y una altura de 14,3 mm. Los datos técnicos del transductor completo son:

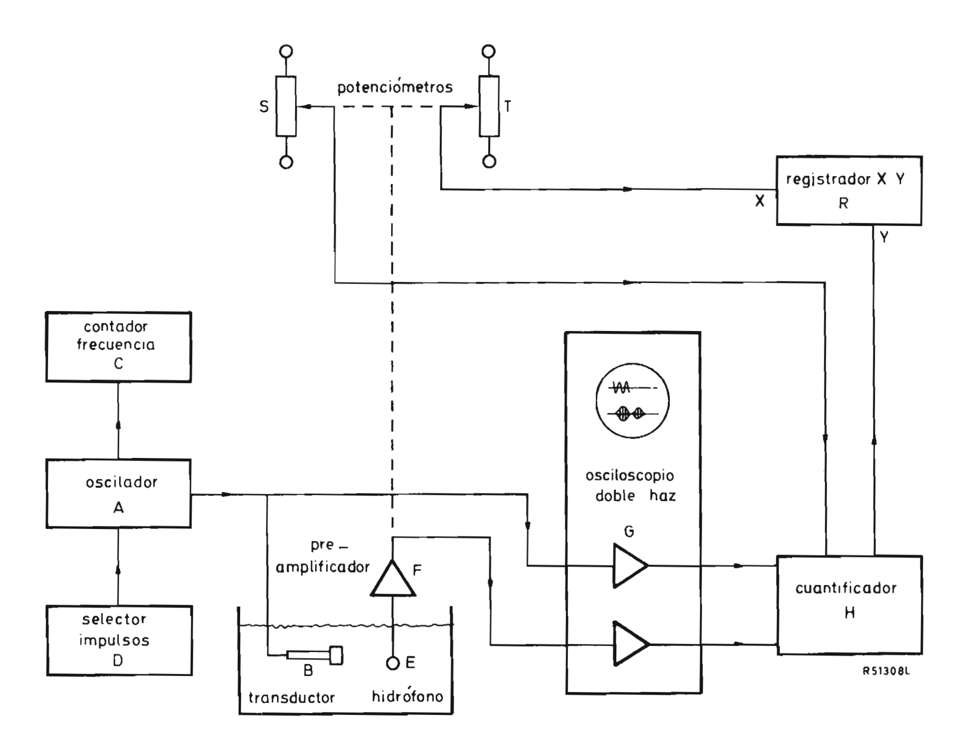



Figura 8. Diagrama de bloques de un instrumento para el registro automático de la característica direccional de un transductor ultrasónico.

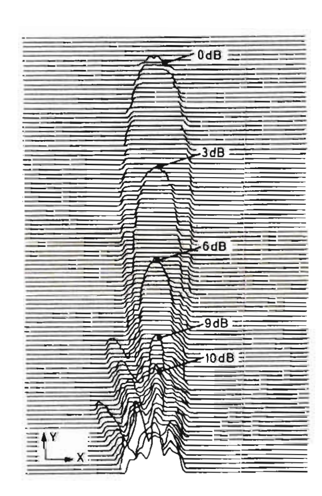



Figura 9. Característica direccional de un transductor obtenida con el equipo descrito.

| | |
|---|---|
| – frecuencia de funcionamiento $f_s$ | 151 kHz |
| – capacidad del disco PXE (para 1 kHz) | 640 pF |
| – inductancia de compensación $L_p$ | para sintonizar con la capacidad total del disco más el cable |
| – impedancia $\|Z_s\|$ para $f_s$ (con $L_p$) | 1,3 kΩ |
| – ancho de banda a 6 dB | 15 kHz |
| – ancho de banda a 6 dB | |
| –característica normal | ≈ 19° } figura 10 |
| –operación impulso-eco | ≈ 13° } figura 10 |
| – sensibilidad (distancia de reflexión = 27 cm) | $V_E/V_2$ = 0,07 (fig. 7) |
| – duración mínima del impulso para las mismas condiciones | 80 μs ≙ 12 cm. |

## 7. Circuitos transmisor y receptor para sistemas de sondeo por eco

Aparte del transductor transmisor-receptor, los sistemas de sondeo sencillos constan normalmente de tres partes principales:

– generador de impulsos y transmisor;
– receptor;
– dispositivo indicador.

Los siguientes apartados describen diseños típicos de las dos primeras partes, susceptibles de mejora y adaptación al dispositivo indicador. Puesto que existen muchos tipos de estos dispositivos, no se pueden discutir aquí con detalle. El diseño de los circuitos se basa en las siguientes condiciones:

| | |
|---|---|
| – tensión de red | 9 V |
| – potencia de impulsos | ≈ 1 W |
| – sensibilidad del receptor | ≈ 0,1 mV |
| – banda de frecuencias | 150 kHz a 180 kHz. |

Si se cumplen estas condiciones, se pueden utilizar estos circuitos para sondeo con un alcance de 50 m.

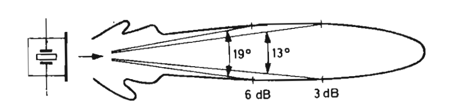



Figura 10. Característica direccional del transductor de la figura 3.

*Transmisor*

La figura 11 muestra el esquema de circuito del transmisor. Consta de un generador de impulsos, un oscilador y un amplificador de potencia. El generador de impulsos $TR_1$-$TR_2$ es un multivibrador que suministra impulsos de unos 250 $\mu$s con intervalos de unos 17 ms. Esto corresponde a una longitud de impulso de 40 cm en el agua y, según el intervalo de los impulsos, a un alcance máximo de unos 12 m.

Puesto que es difícil aumentar la relación de disparo por encima de 1:70, sólo pueden lograrse alcances mayores a expensas de intervalos más largos de los impulsos y, por consiguiente, impulsos más largos; el resultado es una resolución reducida. En este caso, se debe dar valores mayores a los resistores y condensadores del multivibrador.

Por estas razones, normalmente es mejor utilizar un método distinto para la generación de impulsos. Por ejemplo, se pueden generar los impulsos mediante un imán permanente montado sobre un brazo giratorio que se mueve en una bobina fija. Se monta una lámpara de neón en el mismo brazo y sirve como indicador que se enciende cada vez que el receptor detecta un impulso. Cuando esto ocurre, la posición de la lámpara de neón es una medida del retardo de los impulsos transmitidos y recibidos y por tanto una medida de la distancia del objeto reflector.

También es posible generar el siguiente impulso transmitido inmediatamente después de recibirse un impulso de eco. La frecuencia de repetición es entonces una medida del alcance. En este caso se elimina el multivibrador y se requiere una tensión de unos 3 V en bornes de $R_1$, o de 1,5 V en $R_2$, para accionar el oscilador $T_1$ y $TR_3$.

El oscilador está diseñado para funcionar a 160 kHz y se puede utilizar para una gama de frecuencias de 150 kHz a 180 kHz mediante ajuste de la inductancia. Se puede variar la banda de frecuencias alterando $C_1$ o $T_1$.

La potencia de la etapa de salida es de 1 W a 1,5 W, si el transformador de salida $T_2$ está debidamente adaptado al transductor de sonido. Esta adaptación depende de la relación de transformación de $T_2$ y de la impedancia $|Z_s|$ del transductor. A la vez, el transformador proporciona la inductancia compensadora $L_p$, la cual está determinada aproximadamente por el número de espiras $N_{2,5\text{-}4}$. Los valores dados en la figura 11 están referidos a $|Z_s|$ para 1,3 kΩ y $L_p$ para 0,8 mH. Se puede utilizar el mismo circuito junto con el transductor descrito en el apartado 6. Para otras necesidades los números de espiras de $T_2$ se calculan del siguiente modo:

$$N_{2,\,5-4} = 198\sqrt{L_p} \qquad (L_p \text{ en mH});$$
$$N_{2,\,6-3} = N_{2,\,5-4}\sqrt{20/|Z_s|} \qquad (|Z_s| \text{ en } \Omega).$$

Se puede variar la inductancia de $T_1$ en ±25%.

*Receptor*

La figura 12 muestra el esquema de circuito de un amplificador receptor que consta de dos etapas amplificadoras de alta frecuencia, $TR_1$ y $TR_5$, de un detector $D_3$, de una etapa amplificadora de impulsos $TR_6$ y de un circuito con el que la ganancia de la primera etapa puede variarse con el tiempo $TR_2$-$TR_3$-$TR_4$.

Este control de ganancia que depende del tiempo es de especial importancia si el eco no se representa por un indicador analógico, tal como una lámpara giratoria, sino por un sistema medidor de intervalos de tiempo. Si no se toman otras precauciones, la sonda sería susceptible a ecos parásitos de las algas y de los bancos de peces. Estos ecos son relativamente débiles, pero se pueden parecer en intensidad, aunque no en retardo de tiempo, a los ecos de mayores profundidades. Con una amplificación que depende del tiempo, es más fácil separar y reconocer los distintos ecos.

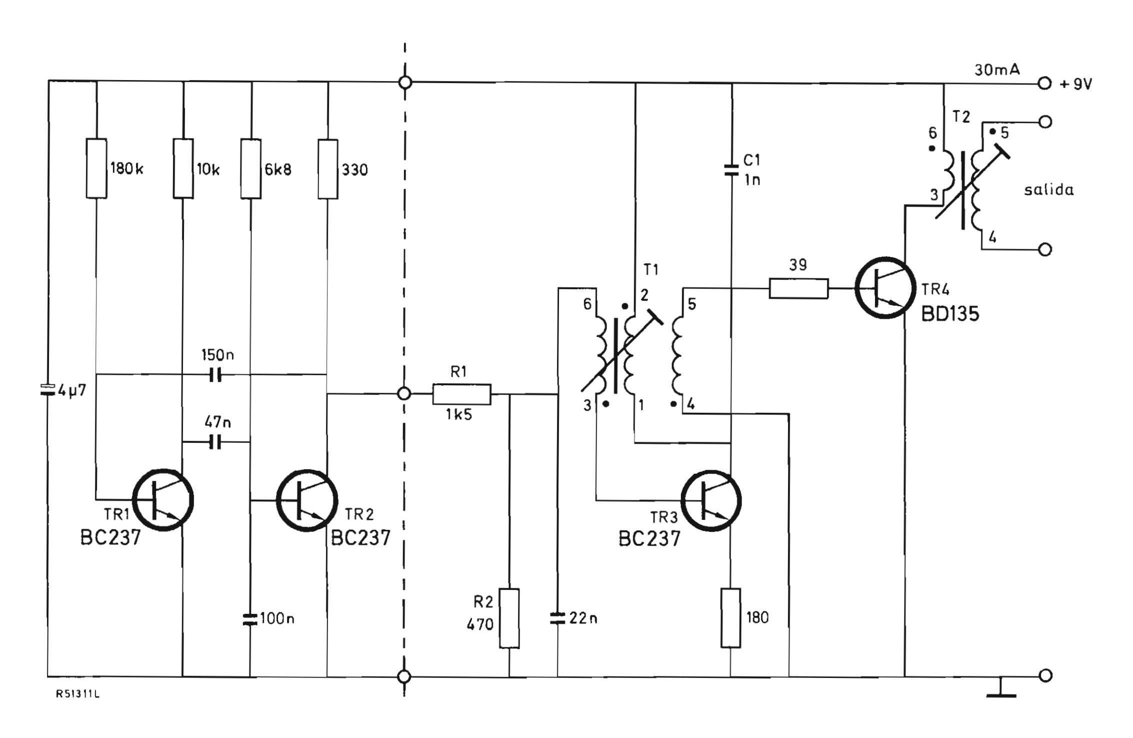



Figura 11. Transmisor para una sonda.

Transformador: dos conjuntos de bobinas Lilliput: núcleo ferroxcube 3B 3122 104 91460; ajustador ferroxcube 3B 4322 020 32250; formita 4312 021 29670;

Devanados: $N_{1,3\text{-}6}$ 30 espiras, $N_{1,2\text{-}1}$ 200 espiras, $N_{1,4\text{-}5}$ 70 espiras: hilo de cobre esmaltado de 0,08 mm de diámetro; $N_{2,6\text{-}3}$ 22 espiras, $N_{2,5\text{-}4}$ 177 espiras: hilo de cobre trenzado de 12 X 0,03 mm

El control de ganancia funciona del siguiente modo. Un impulso positivo en la base de $TR_4$, sincronizado con el impulso del transmisor, hace que $C_2$ se cargue y esto lleva a una reducción en la ganancia de la etapa $TR_1$. Ahora se descarga el condensador $C_2$ y la ganancia aumenta de este modo hasta que se recibe el próximo impulso positivo, en cuyo momento se repite todo el proceso. Mediante un adecuado ajuste de $R_3$, se puede hacer que la amplitud de los ecos recibidos en la salida sea más o menos independiente de la profundidad del agua, pero aún depende del coeficiente de reflexión. Esto ayuda a distinguir entre ecos del fondo del mar y ecos de objetos intermedios. Un impulso de disparo sincronizado con el impulso del transmisor se puede obtener del colector de $TR_2$ en el circuito de la figura 12. Si se dispone de un impulso negativo, se puede excitar directamente la base de $TR_3$ (en este caso no se necesitan $TR_4$ ni $R_4$). Después de ajustar la etapa, la sensibilidad máxima es de unos 0,1 mV en la entrada 1.

El circuito de control de ganancia no es absolutamente necesario para una representación analógica: se puede separar el circuito de control ($TR_2$-$TR_3$-$TR_4$) en los tres puntos *a* indicados en la figura 12. Entonces se recomienda conectar un potenciómetro de 4,7 kΩ entre el emisor de $TR_1$ y $R_2$-$C_1$ para el control de ganancia.

Se incluyen los diodos $D_1$ y $D_2$ para limitar la señal directa del transmisor, que aparece por supuesto en la entrada 1. Por lo tanto no es necesario conmutar el transductor electrónicamente entre transmisor y receptor. El potenciómetro $R_6$ sirve para ajustar la tensión umbral de $TR_6$. Ambos circuitos *LC* están diseñados para 160 kHz (150 kHz a 180 kHz) y es posible sintonizar a otras frecuencias haciendo pequeños cambios (por ejemplo, otros valores de capacidad).

El ancho de banda de 6 dB del amplificador de alta frecuencia es de unos 20 kHz; por lo tanto sólo amplificará completamente impulsos de una duración de por lo menos 70 μs. El circuito *RC* de $R_5$-$C_3$ asegura que sólo los flancos anteriores de los impulsos que exceden de unos 150 μs producirán una señal de salida.

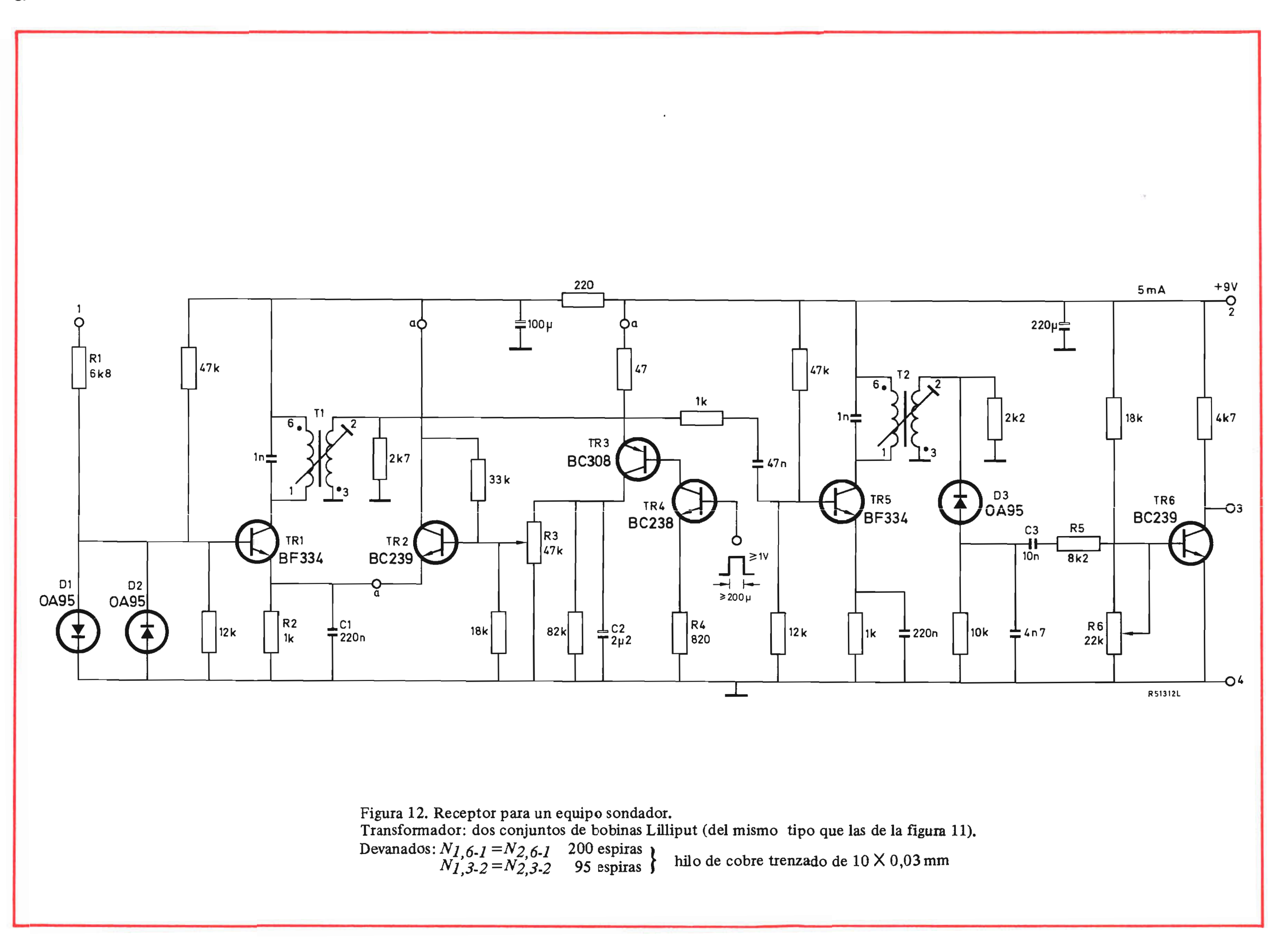



Figura 12. Receptor para un equipo sondador.
Transformador: dos conjuntos de bobinas Lilliput (del mismo tipo que las de la figura 11).
Devanados: $N_{1,6\text{-}1} = N_{2,6\text{-}1}$ 200 espiras } hilo de cobre trenzado de 10 × 0,03 mm
$N_{1,3\text{-}2} = N_{2,3\text{-}2}$ 95 espiras }

# TRIACS: CARACTERISTICAS Y VALORES LIMITE

*Para aplicar correctamente los triacs y obtener el máximo rendimiento de los circuitos que los emplean, es preciso un buen conocimiento de las características y de los valores límite de funcionamiento.*

## Generalidades

En este artículo se describen las características y valores límite que requieren especial atención en lo que se refiere a triacs. Las características y valores límite se representan por medio de los símbolos dados en la tabla número 1.

**Tabla 1. Código de designacion de las letras de los símbolos**

| *Símbolo magnitud* | *1.er subíndice* | *2.º subíndice* | *3.er subíndice* |
|---|---|---|---|
| I = corriente<br>P = potencia<br>T = temperatura<br>V = tensión | (BO) = valor de ruptura<br>D = estado de bloqueo (bloqueo directo)<br>F = estado de polarización directa (sólo para la puerta)<br>G = puerta<br>H = valor de mantenimiento<br>j = unión<br>R = estado de polarización inversa (sólo para la puerta)<br>stg = condición de almacenamiento (no operacional)<br>T = estado de conducción<br>L = valor de cebado | (AV) = valor medio<br>D = valor que no disparará ningún dispositivo<br>M = valor de pico<br>R = valor repetitivo<br>(RMS) = valor eficaz<br>S = valor no repetitivo (transitorio o accidental)<br>T = valor que disparará todos los dispositivos<br>W = valor de trabajo (excluyendo transitorios repetitivos y no repetitivos) | M = valor de pico<br>(RMS) = valor eficaz |

## Características

### *Característica estática tensión/corriente*

La figura 1 muestra la característica corriente/tensión y el símbolo del triac. El dispositivo tiene dos terminales principales; el terminal 1 junto al electrodo puerta, y el terminal 2 en el otro extremo del cristal. Trabaja en el cuadrante 1 cuando el terminal 2 tiene el potencial más alto, y trabaja en el cuadrante 3 cuando el terminal 1 tiene el mayor potencial. Nótese que sólo es posible que trabaje en los cuadrantes 1 y 3. El electrodo de puerta controla la conducción en ambos sentidos, y el disparo se produce con una señal de puerta de valor suficiente cualquiera que sea su polaridad.

La característica del triac es como la de dos tiristores en anti-paralelo. Sin una señal de puerta, el triac está bloqueado y una pequeña corriente *–corriente de fugas–* circula a través del dispositivo. Con una señal de puerta, la tensión del triac se anula (véase las características a trazos) y el cebado se produce tan pronto como la corriente del triac, circulando en cualquier sentido, sobrepasa el *nivel de cebado* $I_{L1}$ o $I_{L3}$. (Los valores de la corriente de cebado que se encuentran en los cuadrantes 1 y 3 no son necesariamente iguales, dependen de la polaridad de la señal de puerta.) El triac se desceba cuando su corriente cae por debajo del *nivel de mantenimiento* $I_{H1}$ o $I_{H3}$ (más bajo que el nivel de cebado), esto es, la característica del estado de conducción termina en el valor de la corriente de mantenimiento.

El triac puede también cebarse por una excesiva tensión entre sus terminales. Este fenómeno se llama *ruptura.* Las tensiones y corrientes para las que se produce la ruptura se representan en el gráfico por $V_{BO1}$, $V_{BO3}$ e $I_{BO1}$, $I_{BO3}$, respectivamente.

### *Resistencia térmica*

El valor $R_{th\,j\text{-}mb}$ es la resistencia térmica entre la base de montaje y la unión, o resistencia térmica del triac. Dado que sólo la mitad del cristal del triac conduce en el caso de funcionamiento uni-direccional (rectificación controlada), el valor de la resistencia térmica es doble que en el caso de funcionamiento bidireccional (control de potencia de c.a.). Normalmente $R_{th\,j\text{-}mb}$ se especifica tanto para funcionamiento unidireccional como para funcionamiento bidireccional.

El valor $Z_{th\,j\text{-}mb}$ es la impedancia térmica entre base de montaje y unión. Esta característica es de importancia para cargas pulsantes (flujo intermitente de corriente de carga). La figura 2, muestra la impedancia térmica transitoria en función del tiempo. Para un impulso de potencia muy corto, $Z_{th\,j\text{-}mb}$ es pequeña, y la temperatura de la unión del triac aumenta así considerablemente. Para un impulso largo, $Z_{th\,j\text{-}mb}$ se aproxima al valor estático $R_{th\,j\text{-}mb}$. Como en el caso de la resistencia térmica, la impedancia térmica transitoria para funcionamiento uni-

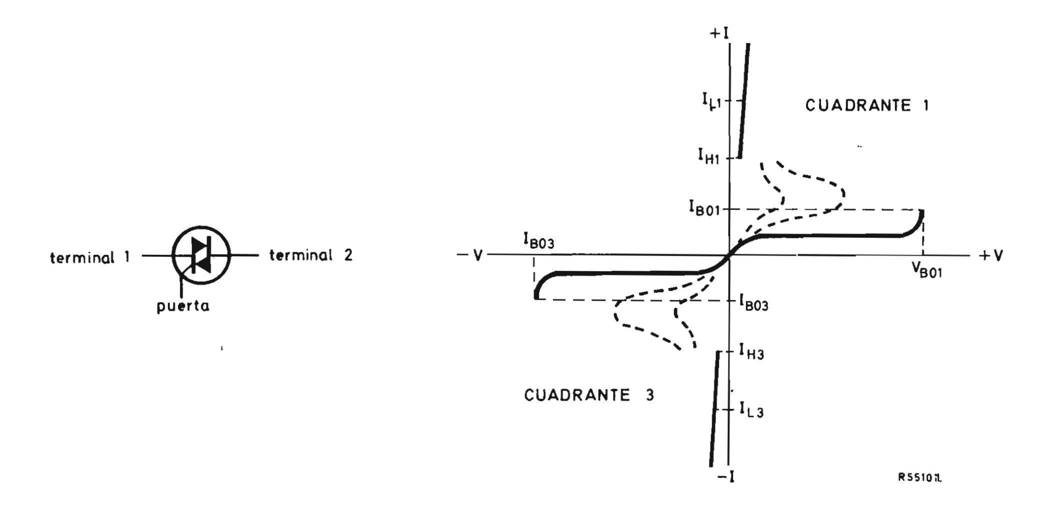



Figura 1. Característica estática corriente/tensión y símbolo del triac. Las curvas a trazos muestran la caída gradual de la tensión del triac como resultado de una excitación de puerta positiva o negativa.

$V_{BO1,3}$ = tensiones de ruptura
$I_{BO1,3}$ = corrientes de ruptura
$I_{L1,3}$ = corrientes de cebado
$I_{H1,3}$ = corrientes de mantenimiento.

direccional es el doble de la de funcionamiento bidireccional.

*Tensión*

El valor $dV_D/dt$ es la velocidad de subida de tensión (cualquier polaridad) entre extremos del triac no conductor. Cuando la velocidad de subida de tensión es elevada, puede producirse un cebado no controlado. Hay que distinguir entre $dV_D/dt$ aplicada a un triac en reposo (que no conduce previamente) y a un triac descebado (que conduce previamente). La tensión en función rampa aplicada al dispositivo en estado de reposo hace que la capacidad de la unión se cargue con una corriente igual a $C_j(dV_D/dt)$. Si la corriente de carga es bastante alta, el triac se dispara a conducción. En un dispositivo descebado, quedan todavía portadores de carga no recombinados después de la conducción previa. Su número es elevado si la velocidad de caída de la corriente de conmutación es elevada, y así un pequeño valor de $dV_D/dt$ puede inducir una elevada corriente en el triac. Para prevenir un cebado no controlado, la velocidad de caída de la corriente y la velocidad de subida de la tensión reaplicada deben permanecer por debajo de unos límites especificados. Debido a la presencia de portadores de carga, la máxima velocidad de subida de tensión sin disparo es menor para un dispositivo descebado que para un dispositivo en estado de reposo. Para el triac BTW34 que tiene 125°C de temperatura de unión, la máxima velocidad de subida de tensión sin disparo en estado de reposo es de 200 V/μs; la máxima velocidad de subida de tensión re-aplicada después del descebado sin disparo es de 30 V/μs para una velocidad de caída de corriente de 50 A/ms. El valor de $dV_D/dt$ depende de la temperatura de la unión (véase figura 3).

$V_{GT}$ y $-V_{GT}$ son las tensiones de puerta mínimas para disparo seguro de cualquier dispositivo de la serie $V_{GT}$.

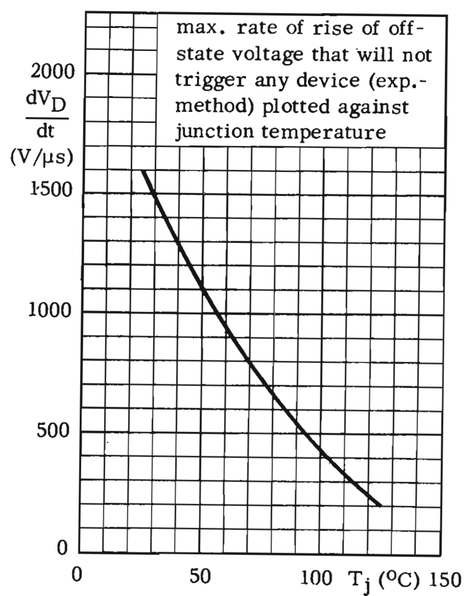



Figura 3. $dV_D/dt$ del triac BTW34 en estado no conductor.

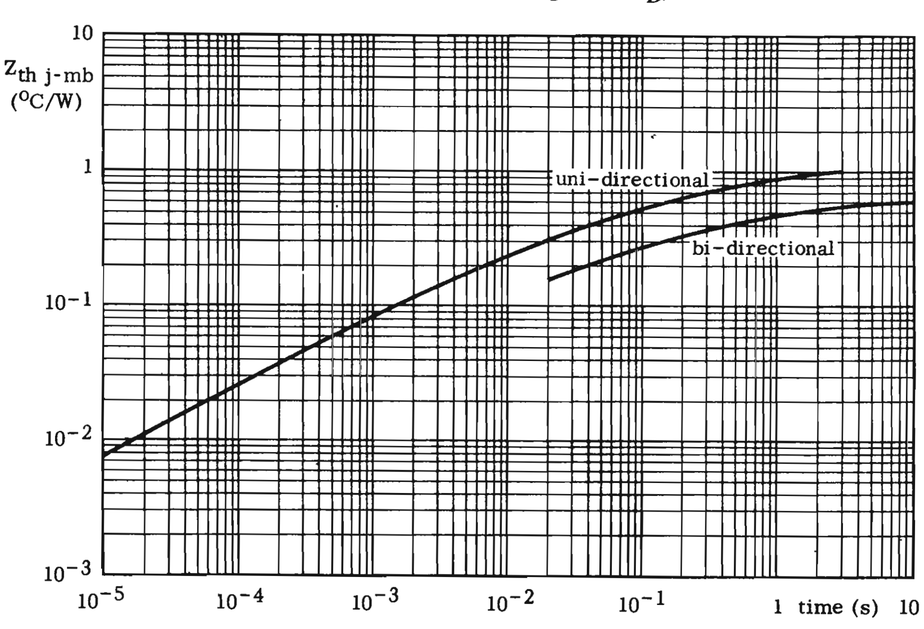



Figura 2. Impedancia térmica transitoria del triac BTW34.

Se refiere a la señal que hace que la puerta sea positiva con respecto al terminal 1 y $-V_{GT}$ se refiere a la señal que hace que la puerta sea negativa con respecto al terminal 1. Puesto que los valores de $V_{GT}$ y $-V_{GT}$ aumentan cuando la temperatura de la unión disminuye, una temperatura de unión menor requiere un disparo más fuerte.

*Corriente*

$I_L$ es la corriente de cebado, es decir, la mínima corriente que hará conducir al triac. La excitación de puerta debe mantenerse hasta que la corriente del triac ha alcanzado este nivel, de otro modo se produciría descebado. Se especifica la máxima corriente de cebado supuesta para una excitación de puerta, positiva y negativa y para el primer y el tercer cuadrante.

$I_H$ es la corriente de mantenimiento. La conducción cesa si la corriente del triac cae por debajo de este nivel. La máxima corriente de mantenimiento supuesta (excitación de puerta positiva o negativa) se especifica para los cuadrantes primero y tercero.

$I_{GT}$, $-I_{GT}$ son las mínimas corrientes de puerta que dispararán de modo seguro cualquier dispositivo de la serie; $I_{GT}$ se refiere a la corriente aplicada a la puerta, e $-I_{GT}$ a la corriente extraída de la puerta. Dado que los valores de $I_{GT}$ y $-I_{GT}$ aumentan cuando la temperatura de unión decrece, una menor temperatura de unión requiere un disparo más fuerte.

*Disipación de potencia*

La disipación de potencia es debida a la pérdida de tensión en estado de conducción, a las pérdidas en la puerta, a las fugas en el estado de bloqueo y a las pérdidas en la conmutación. La disipación de potencia es función del valor eficaz de la corriente en estado conductor y del ángulo de conducción. La figura 4 representa una curva de la disipación de potencia máxima esperada en función del valor eficaz de la corriente $I_{T(RMS)}$ (trabajo en c.a.). La disipación de potencia aumenta la temperatura de la unión; la sección de la derecha del gráfico se usa para calcular la resistencia térmica del radiador necesario para limitar la temperatura de la unión al valor nominal del 125°C (temperatura de la base del montaje referida a la de la unión).

**Valores límite**

*Tensión*

El triac no tiene valor límite de tensión inversa porque puede conducir con cualquier polaridad de tensión

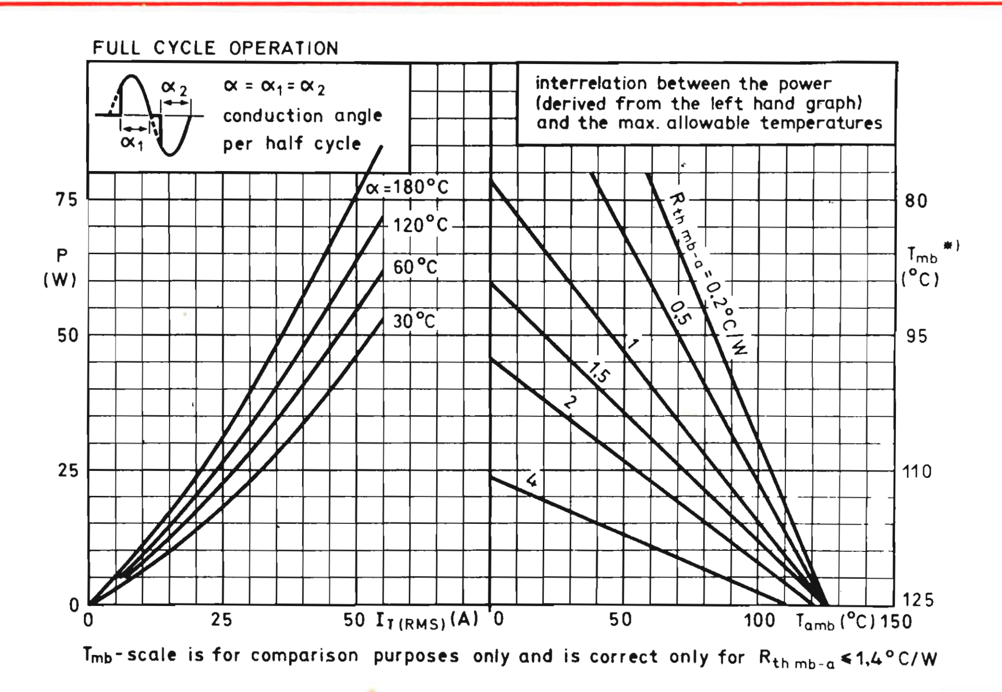



Figura 4. Disipación de potencia en el triac BTW34 para un ciclo completo a 50 Hz.

aplicada. Igual que los tiristores, los triacs se clasifican de acuerdo con su tensión límite de *pico repetitivo*.

*Corriente*

La corriente $I_{T(RMS)\ máx.}$ (valor eficaz de la corriente en conducción) se refiere al valor eficaz de una corriente sinusoidal bajo carga continua. La figura 5 muestra el valor límite de la corriente intermitente de un triac BTW34 para la temperatura de la base de montaje $T_{mb}$ igual a 45°C ó 85°C. La figura 6 da el valor límite de la corriente impulsiva inicial del BTW34, importante para una carga con motor o lámpara incandescente. La corriente impulsiva inicial debe estar por debajo de la curva representada. Por ejemplo, para 85°C de temperatura de la base de montaje, el primer ciclo del valor eficaz de la corriente puede llegar a 113 A, pero al final del quinto ciclo (0,1 s) debe haber descendido a 82 A. La corriente eficaz en estado conductor permitida dada por la curva es de 45 A, totalmente en concordancia con el valor límite de la corriente eficaz. La curva es válida para un dispositivo *enfriado* (temperatura de unión $T_j$ igual a la temperatura de la base del montaje $T_{mb}$), es decir, la corriente no debe empezar a circular hasta unos segundos después de la conducción previa.

La corriente $I_{TMS\ max.}$ (pico transitorio o pico repetitivo de corriente en estado conductor) se refiere al valor de pico de una corriente de sobrecarga semi-sinusoidal o sinusoidal. La curva de la figura 7 muestra la corriente transitoria eficaz no repetitiva permitida integrada sobre una semi-sinusoide de corriente. Para un impulso transitorio de menos de 10 ms de duración (trabajando con red de 50 Hz), se supone que circula una sola semi-sinusoide de corriente que dura menos de medio ciclo. Para un impulso transitorio de duración entre 10 ms y 20 ms, se añade un semi-sinusoide opuesto de corriente que circula a través de la otra mitad del cristal del triac, pero la sobrecarga en el medio cristal que está ya en conducción no cambia; como consecuencia, esta parte de la curva de sobrecarga es horizontal. Para cualquier impulso transitorio de duración mayor que 10 ms, se suponen impulsos de corriente de igual amplitud. Debe observarse que puede producirse una pérdida temporal de control de potencia después de una sobrecarga. El valor límite no repetitivo es importante para la protección por medio de fusibles.

El valor $(dI_T/dt)_{máx.}$, se refiere a la velocidad de subida de la corriente en estado conductor. Debido a que la corriente se extiende o propaga con velocidad finita desde la superficie de la puerta a la sección de todo el cristal, se producirían puntos calientes si la velocidad de subida de la corriente fuese excesiva. La velocidad $dI_T/dt$ límite se establece como protección contra este tipo de sobrecarga. La velocidad de propagación, y,

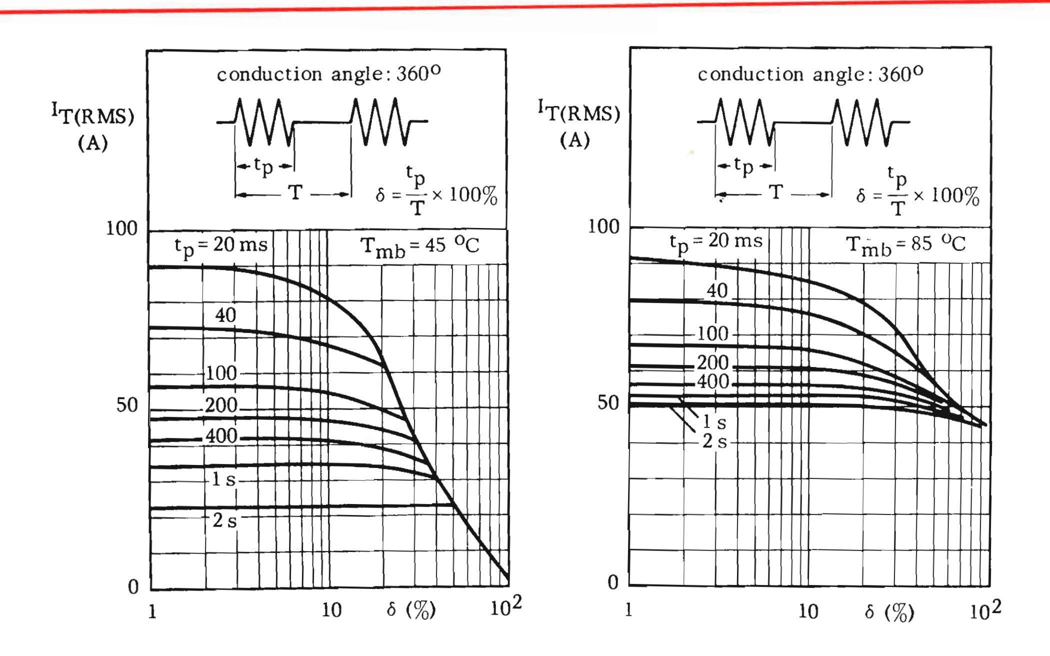



Figura 5. Valor límite de la corriente del triac BTW34 para carga intermitente.
$\delta$ = ciclo de trabajo,
$t_p$ = período de conducción.

por tanto, la capacidad $dI_T/dt$, aumenta con la velocidad de aumento y el nivel de la corriente de puerta; el valor límite $dI_T/dt$ se da para valores específicos de corriente de puerta $I_G$, corriente en estado conductor $I_T$ y a menudo velocidad de aumento de la corriente de puerta. Si el dispositivo se ceba por ruptura, la velocidad permitida $dI_T/dt$ es generalmente menor.

Generalmente se necesitan choques en serie para reducir la velocidad de caída $-dI/dt$ de la corriente de conmutación a un valor que permita un descebado seguro; este valor es algo menor que el límite de cebado $dI_T/dt$.

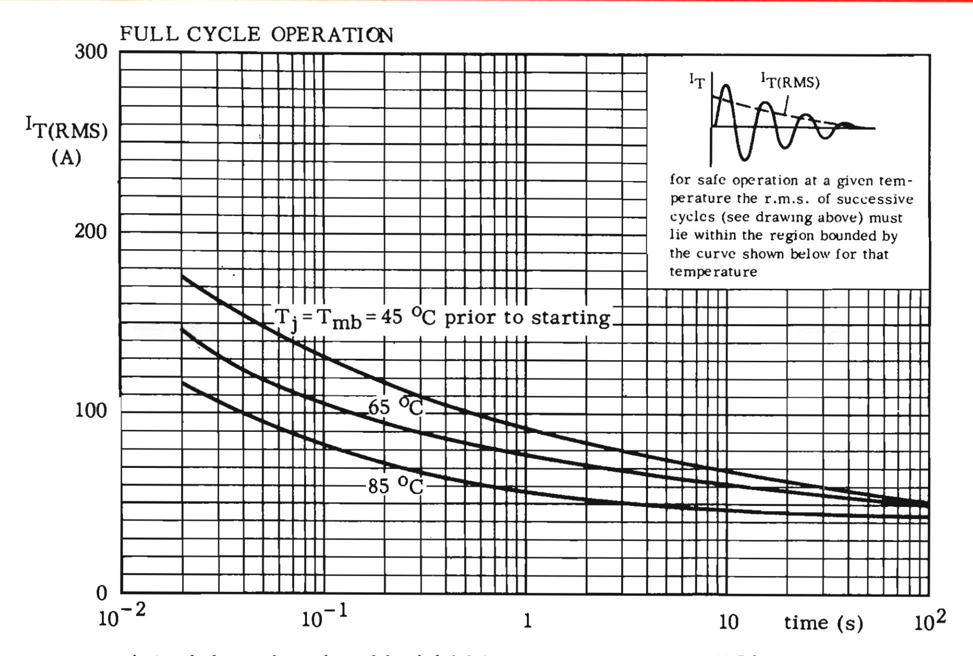



Figura 6. Valor límite de la corriente impulsiva inicial (arranque) de un triac BTW34 para un ciclo completo a 50 Hz.

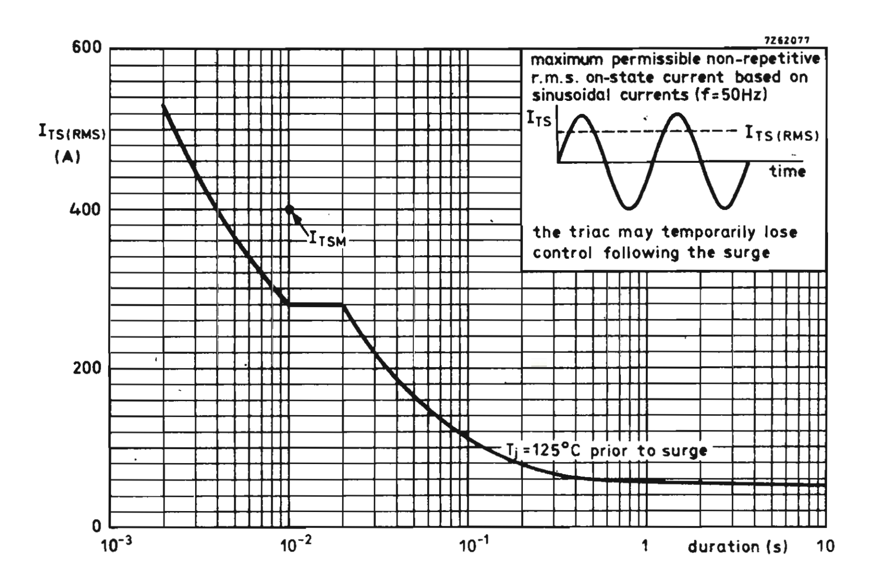



Figura 7. Valor límite de la corriente no repetitiva del BTW34, para operación sinusoidal a 50 Hz (sinusoides iguales para cualquier duración de sobrecarga). $I_{TSM}$ = valor de pico permitido para una corriente semi-sinusoidal que dura 10 ms.

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| TIP117 | BD262A | TR5015B | BTY79-500R | X6 | BZX79-C6V2 | Z12K | (BZX79-C12) |
| TIS25 | (BFS21A) | TR6015B | BTY79-600R | XA101 | (AF126) | Z15 | (BZX79-C15) |
| TIS26 | (BFS21) | TR8015B | BTY79-800R | XA102 | (AF126) | Z15K | (BZX79-C15) |
| TIS27 | (BFS21) | TRC44 | AF126 | XA111 | (AF126) | Z18 | (BZX79-18) |
| TIS34 | (BFW10) | TRC45 | AF127 | XA112 | AF126 | Z18K | (BZX79-18) |
| TIS44 | (BSX19) | TRC65 | AC125 | XA131 | (AF239) | Z22 | (BZX79-C22) |
| TIS47 | 2N2368 | TRC66 | AC126 | XA141 | (AF239) | Z22K | (BZX79-C22) |
| TIS48 | 2N2369 | TRC70 | AC125 | XA142 | (AF239) | ZA10 | BZX61-C10 |
| TIS49 | 2N2369A | TRC71 | AC125 | XA143 | (AF239) | ZA68 | BZX61-C68 |
| TIS59 | (BFW10) | TRC72 | AC132 | XA161 | (AF239) | ZE1V5 | (BZX75-C1V4) |
| TIS68 | (BFS21A) | TRC76 | ASY76 | XA162 | ASZ20 | ZE2 | (BZX79-C2V1) |
| TIS69 | (BFS21A) | TRC77 | ASY77 | XA701 | (ASY28) | ZE6V9 | (BZX79-C6V8) |
| TIS70 | (BFS21A) | TRC601 | AC125 | XA702 | (ASY28) | ZE9V4 | (BZX79-C9V1) |
| TIS73 | (BFW11) | TRC602 | AC125 | XB102 | (AC125) | ZE12V7 | (BZX79-C13 |
| TJN1 | AC125 | TRS1604 | (BSW68) | XB103 | (AC125) | ZE17V2 | (BZX79-C18) |
| TJN1B | AC125 | TS1 | BY126 | XB104 | (AC125) | ZE23V2 | (BZX79-C24) |
| TJN2F | AC125 | TS2 | BY126 | XB105 | AC125 | ZE31V | (BZX79-C30) |
| TJN2FB | AC125 | TS4 | BY126 | XB112 | (AC126) | ZF2,7 | (BZX75-C2V8) |
| TJN2G | AC125 | TS13 | AC126 | XB113 | (AC125) | ZF3 | BZX75-C2V8) |
| TJN2GB | AC125 | TS14 | AC126 | XB121 | ASY77 | ZF3,3 | BZY88-C3V3 |
| TJN3 | AC125 | TS44 | (AAC15) | XC101 | (AC128) | ZF3,6 | BZY88-C3V6 |
| TJN4 | AC125 | TS162 | AC126 | XC131 | (AC128) | ZF3,9 | BZY88-C3V9 |
| TIXM01 | (AF239) | TS163 – 166 | AC126 | XC171 | (AC128) | ZF4,3 | BZY-C4V3 |
| TIXM02 | (AF139) | TS306 | AC128 | XC141 | ASZ16 | ZF4,7 | BZX79-C4V7 |
| TIXM03 | (AF239) | TSW5010B | BTW23-600R | XC142 | ASZ15 | ZF5,1 | BZX79-C5V1 |
| TIXM04 | (AF139) | TSW5020B | BTW23-600R | XU604 | BY127 | ZF5,6 | BZX79-C5V6 |
| TIXM05 – 08 | (AF239) | TSW5030B | BTW23-600R | | | ZF6,2 | BZX79-C6V2 |
| TIXM10 | (AF239) | TSW5040B | BTW23-600R | WX1 | OA95 | ZF6,8 | BZX79-C6V8 |
| TIXM11 | (AF239) | TSW5050B | BTW23-600R | | | ZF7,5 | BZX79-C7V5 |
| TIXM18 | (AF239) | TSW5060B | BTW23-600R | | | ZF8,2 | BZX79-C8V2 |
| TIXM19 | (AF239) | TSW7010B | BTW23-600R | Y363 | AC125 | ZF9,1 | BZX79-C9V1 |
| TK40 | AC128 | TSW7020B | BTW23-600R | Y482 | AF127 | ZF10 | BZX79-C10 |
| TK40C | (ASY27) | TSW7030B | BTW23-600R | Y483 | AF127 | ZF11 | BZX79-C11 |
| TK41 | AC128 | TSW7040B | BTW23-600R | Y485 | AF127 | ZF12 | BZX79-C12 |
| TK45C | (ASY27) | TSW7050B | BTW23-600R | Y633 | AC132 | ZF13 | BZX79-C13 |
| TKF80 | BY127 | TSW7060B | BTW23-600R | Z2A51F | BZY96-C5V1 | ZF15 | BZX79-C15 |
| TM56 | (BY126) | TZ582 | BC327 | Z2A56F | BZY96-C5V6 | ZF16 | BZX79-C16 |
| TM62 | (BY127) | | | Z2A62F | BZY96-C6V2 | ZF18 | BZX79-C18 |
| TM86 | (BY127) | | | Z2A82F | BZY96-C8V2 | ZF20 | BZX79/20 |
| TN53 | 2N2219A | | | Z2A75F | BZY96-C7V5 | ZF22 | BZX79/22 |
| TN56 | 2N2222 | UC734 | BSV81 | Z3 | (BZY88-C3V6) | ZF24 | BZX79/24 |
| TN61 | (2N2219) | UT227 | BY127 | Z3K | (BXY88-C4V3) | ZF27 | BZX79/27 |
| TP504 | BTY79-400R | UTR2310 | (BYX71-350) | Z4 | (BZX79-C4C7) | ZF30 | BZX79/30 |
| TP1004 | BTY79-400R | UTR2340 | (BYX71-600) | Z4K | (BZX79-C4V7) | ZF33 | BZX79-C33 |
| TP1006 | BTY79-400R | UTR3320 | (BYX50-200) | Z4B20 | BZX61-C20 | ZG3,3 | BZY88-C3V3 |
| TP2004 | BTY79-400R | UTX220 | (BYX50-200) | Z4XL18B | BZX61-C18 | ZG3,9 | BZY88-C3V9 |
| TP2006 | BTY79-400R | UTX4120 | (BYX50-200) | Z5 | (BZX79-C5V6) | ZG4,7 | BZX79-C4V7 |
| TP3004 | BTY79-400R | | | Z5K | (BZX79-C5V6) | ZG5,6 | BZX79-C5V6 |
| TP3006 | BTY79-400R | | | Z6 | (BZX79-C6V2) | ZG6,8 | BZX79-C6V8 |
| TP4006 | BTY79-400R | | | Z6K | (BZX79-C6V2) | ZG8,2 | BZX79-C8V2 |
| TP5006 | BTY79-500R | V10/15 | (AC125) | Z6,2 | BZX79-C6V2 | ZG10 | BZX79-C10 |
| TP6006 | BTY79-600R | V10/30 | (AC125) | Z6,8 | BZX79-C6V8 | ZG12 | BZX79-C12 |
| TP8006 | BTY79-800R | V10/50 | (AC125) | Z7 | (BZX79-C7V5) | ZG15 | BZX79-C15 |
| TR45 | AC128 | VD11 | OA90 | Z7K | (BZX79-C7V5) | ZG18 | BZX79-C18 |
| TR761 | AF124 | VD12 | OA90 | Z8 | (BZX79-C8V2) | ZG22 | BZX79-C22 |
| TR802 | AF127 | VD13 | OA90 | Z8K | (BZX79-C8V2) | ZG27 | BZX79-C27 |
| TR1015B | BTY79-400R | | | Z9,1 | (BZX79-C9V1) | ZG509 | BC127 |
| TR2015B | BTY79-400R | | | Z10 | (BZX79-C10) | ZJ13 | AC132 |
| TR3015B | BTY79-400R | | | Z11 | (BZX79-C11) | ZL3,9 | (BZY88-C3V9) |
| TR4015B | BTY79-400R | | | Z12 | (BZX79-C12) | ZL4,7 | (BZY96-C4V7) |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| ZL5 | (BZY96-C5V6) | ZS10 | AA119 | ZX75 | (BZY95-C75) | 1N92 | BY126 |
| ZL5,6 | (BZY96-C5V6) | ZS12 | BZX79-C12 | 003H03 | AC132 | 1N93 | BY126 |
| ZL6 *y* 6,8 | (BZY96-C6V8) | ZS22A | BZX61-C22 | 012H01 | AF127 | 1N95 – 100 | OA95 |
| ZL7 | (BZY96-C7V5) | ZS40 | AA119 | 0100 | BAX12 | 1N105 | OA90 |
| ZL8 | (BZY96-C8V2) | ZS41 | BAW62 | 0101 *y* 0111 | BAX16 | 1N111 – 118 | OA95 |
| ZL8,2 | (BZX61-C8V2) | ZS47 | BZX79-C47 | 0307 | BY127 | 1N119 | 1N4148 |
| ZL10 | (BZX61-10) | ZS91 | BAX16 | 0327 | (BY127) | 1N120 | 1N4148 |
| ZL12 | (BZX61-12) | ZS141 | BAW62 | 0500 | (BAX18) | 1N126(A) | OA95 |
| ZL15 | (BZX61-15) | ZS142 | BAW62 | 0501 | (BAX16) | 1N127(A) | OA95 |
| ZL18 | (BZX61-18) | ZT20 | BZX61-C20 | 0502 | (BA145) | 1N128(A) | OA95 |
| ZL22 | (BZX61-22) | ZT22 | BZX61-C22 | 0504 | (BYX10) | 1N132 | AA119 |
| ZL27 | (BZX61-27) | ZT24 | BFY50 | 0507 | (BYX10) | 1N135 | OA95 |
| ZL33 | (BZX61-33) | ZT40 | (BC108) | 1G27 | OA95 | 1N137 | BAX16 |
| ZL39 | (BZX61-39) | ZT41 | (BC108) | 1G86 | OA95 | 1N138A | BAX16 |
| ZL47 | (BZX61-47) | ZT44 | 2N930 | 1G91 | OA90 | 1N138B | BAX16 |
| ZL56 | (BZX61-56) | ZT80 | 2N2218 | 1G92 | OA90 | 1N141 | OA95 |
| ZL68 | (BZX61-C68) | ZT114 | 2N3553 | 1G95 | AA119 | 1N142 | OA95 |
| ZM4,7 | (BZY96-C4V7) | ZT204 | BFY50 | 1HT180 | (BY179) | 1N153 | BY127 |
| ZM5,6 | (BZX79-C5V6) | ZT706 | (BSX19) | 1HY100 | (BY127) | 1N175 | OA95 |
| ZM6,8 | (BZX79-C6V8) | ZT1613 | 2N1613 | 1N23D | BAW95D | 1N191 | 1N4148 |
| ZM8,2 | BZX61-C8V2 | ZT1700 | BFY50 | 1N23E | BAW95E | 1N192 | 1N4148 |
| ZM10 | BZX61-C10 | ZT1701 | 2N3055 | 1N23F | BAW95F | 1N194A | BA100 |
| ZM12 | BZX61-C12 | ZT2708 | BF183 | 1N23WE | BAW95E | 1N198 | OA95 |
| ZM15 | BZX61-C15 | ZTX300 | BFY52 | 1N27 | OA95 | 1N200 – 211 | BAX16 |
| ZM18 | BZX61-C18 | ZTX301 | (2N2222) | 1N28A | OA95 | 1N215 | BAX16 |
| ZM22 | BZX61-C22 | ZTX302 | BFY52 | 1N30 | OA95 | 1N216 | BAX16 |
| ZM27 | BZX61-C27 | ZTX310 | (BSX19) | 1N32A | OA95 | 1N220 | BA145 |
| ZM33 | BZX61-C33 | ZTX312 | (BSX20) | 1N34 | OA95 | 1N225 | BZX-C9V1 |
| ZM39 | BZX61-C39 | ZTX314 | (2N2369) | 1N35 | AA119 | 1N248A | BYX52-600 |
| ZM47 | BZX61-C47 | ZTX320 | (2N918) | 1N36 | AA119 | 1N248B | BYX52-600 |
| ZM56 | BZX61-C56 | ZTX331 | (2N929) | 1N38 | OA95 | 1N249A | BYX42-300 |
| ZM68 | BZX61-C68 | ZTX500 | BC328 | 1N39A | OA95 | 1N249B | BYX52-600 |
| ZP2,7 | BZX75-C2V8 | ZTX501 | (2N2905A) | 1N40 | AA119 | 1N250A | BYX52-600 |
| ZP3 | BZX75-C2V8 | ZTX510 | (2N2894) | 1N42 | OA95 | 1N250B | BYX52-600 |
| ZP3,3 | BZY88-C3V3 | ZX5,6 | (BZX79-C5V6) | 1N43 | OA95 | 1N251 | BAX16 |
| ZP3,6 | BZY88-C3V6 | ZX6,2 | (BZX79-C6V2) | 1N44 | OA95 | 1N252 | BAX16 |
| ZP3,9 | BZY88-C3V9 | ZX7,5 | (BZX79-C7V5) | 1N42 – 45 | OA95 | 1N253 | BY126 |
| ZP4,3 | BZY88-C4V3 | ZX8,2 | (BZX79-C8V2) | 1N46 | 1N4148 | 1N254 | BY126 |
| ZP4,7 | BZY88-C4V7 | ZX9,1 | (BZX79-C9V1) | 1N47 – 52 | OA95 | 1N255 | BY126 |
| ZP5,6 | BZX79-C5V6 | ZX10 | (BZX79-C10) | 1N54 | OA95 | 1N256 | BY127 |
| ZP6,2 | BZX79-C6V2 | ZX11 | (BZX79-C11) | 1N56 | OA95 | 1N263 | AAY39 |
| ZP6,8 | BZX79-C6V8 | ZX12 | (BZX79-C12) | 1N57 | OA95 | 1N265 | OA95 |
| ZP7,5 | BZX79-C7V5 | ZX13 | (BZX79-C13) | 1N58 | OA95 | 1N266 | OA95 |
| ZP8,2 | BZX79-C8V2 | ZX15 | (BZX79-C15) | 1N60 | AA119 | 1N267 | AA119 |
| ZP9,1 | BZX79-C9V1 | ZX16 | (BZX79-C16) | 1N61 | OA95 | 1N270 | OA95 |
| ZP10 | BZX79-C10 | ZX18 | (BZX79-C18) | 1N62 | OA95 | 1N276 | AAZ15 |
| ZP11 | BZX79-C11 | ZX20 | (BZX79-C20) | 1N63 | OA95 | 1N277 | AAZ15 |
| ZP12 | BZX79-C12 | ZX22 | (BZX79-C22) | 1N64 | AA119 | 1N279 | AAZ15 |
| ZP13 | BZX79-C13 | ZX24 | (BZX79-C24) | 1N65 – 71 | OA95 | 1N281 | AAZ15 |
| ZP15 | BZX79-C15 | ZX27 | (BZX79-C27) | 1N74 | OA95 | 1N283 | AAZ18 |
| ZP16 | BZX79-C16 | ZX30 | (BZX79-C30) | 1N75 | OA95 | 1N290 | OA95 |
| ZP18 | BZX79-C18 | ZX33 | (BZX79-C33) | 1N81 | OA95 | 1N292 | BAV10 |
| ZP20 | BZX79-C20 | ZX36 | (BZX79-C36) | 1N82 | OA95 | 1N294 | OA95 |
| ZP22 | BZX79-C22 | ZX39 | (BZX79-C39) | 1N84 | OA95 | 1N295(A) | AA119 |
| ZP24 | BZX79-C24 | ZX43 | (BZX79-C43) | 1N86 | OA95 | 1N297 | OA95 |
| ZP27 | BZX79-C27 | ZX47 | (BZX79-C47) | 1N87 | AA119 | 1N298 | OA95 |
| ZP30 | BZX79-C30 | ZX51 | (BZX79-C51) | 1N88 | OA95 | 1N300A | (BAX16) |
| ZP33 | BZX79-C33 | ZX56 | (BZX79-C56) | 1N89 | OA95 | 1N301 | BA100 |
| ZR12 | (BYX71-600) | ZX62 | (BZY95-C62) | 1N90 | OA95 | 1N303 | BAX16 |
| ZS8 | BAW62 | ZX68 | (BZY95-C68) | 1N91 | BY126 | 1N310 | BYX36-150 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1N313 | OA95 | 1N625 | BAX13 | 1N1103 | BY127 | 1N3067 | BAX13 |
| 1N314 | AAZ15 | 1N636 | OA95 | 1N1115 – 1120 | BYX38 serie | 1N3068 | BAX13 |
| 1N319 | AA119 | 1N643 | (BAX16) | 1N1124 | BYX48-300 | 1N3069 | BAV10 |
| 1N330 | BAX16 | 1N645 | BY126 | 1N1128 | BYX48-900 | 1N3070 | (BAX16) |
| 1N332 | BY126 | 1N646 | BY126 | 1N1169 | BY127 | 1N3071 | BAX17 |
| 1N333 | BY126 | 1N647 | BY126 | 1N1191A | BYX52-300 | 1N3121 | AAZ17 |
| 1N338 – 349 | BY126 | 1N648 | BY127 | 1N1194A | BYX38-300 | 1N3122 | AAZ18 |
| 1N350 | (BA100) | 1N649 | BY127 | 1N1195A – | | 1N3147 | BAW62 |
| 1N351 | (BAX16) | 1N658 | (BAX16) | 1198A | BYX25 serie | 1N3182 | (BA102) |
| 1N352 | (BA148) | 1N659 | BAX16 | 1N1202A | BYX40-600 | 1N3189 – 3196 | BY126 |
| 1N355 | OA95 | 1N660 | BAX16 | 1N1206A | BYX42-600 | 1N3210 | BYX25-800 |
| 1N380 | BA100 | 1N661(A) | BAX17 | 1N1217 | (BYX38-300) | 1N3221 | BY127 |
| 1N385 | (BAX16) | 1N662 | BAX16 | 1N1255 | BY127 | 1N3242 | BY127 |
| 1N386 | (BAX16) | 1N663 | BAX16 | 1N1259 | BY127 | 1N3254 | BY126 |
| 1N415D | BAW95D | 1N673 | BY127 | 1N1342 | BYX38-300 | 1N3271 | BY127 |
| 1N415E | BAW95E | 1N676 | BAX16 | 1N1343A | BYX48-300 | 1N3279 | BY127 |
| 1N415F | BAW95F | 1N678 | BAV21 | 1N1348 | BYX42-600 | 1N3282 | (BYX10) |
| 1N424 | (BAX16) | 1N683 | BY126 | 1N1443 | BYX38-1200 | 1N3283 | (BYX10) |
| 1N429 | BZX79-C6V2 | 1N687 | BY127 | 1N1486 | BY127 | 1N3291 – 3295 | BYX32 serie |
| 1N432 | (BAX16) | 1N695 | AAZ15 | 1N1492 | BY127 | 1N3309 – 3337 | BYZ91 serie |
| 1N433 | (BAX16) | 1N696 | BAW62 | 1N1520 | BZZ14 | 1N3483 | BAV10 |
| 1N434 | (BAX16) | 1N697 | BAX12 | 1N1521 | BZX61-C6V8 | 1N3484 | AAZ15 |
| 1N441 – 445 | BY126 | 1N698 | BAX13 | 1N1523 | BZX61-C10 | 1N3547 | BY126 |
| 1N448 | OA95 | 1N702 | BZX75-C2V8 | 1N1581 – 1587 | BZX61 serie | 1N3574 | BYX38-900R |
| 1N456A | (BAW62) | 1N703 | BZY88-C3V6 | 1N1612 – 1615 | BZX61 serie | 1N3575 | BAX18 |
| 1N457 | (BAX16) | 1N704 | BZY88-C4V3 | 1N1621 | BYX42-300 | 1N3592 | AAZ18 |
| 1N457M | BA100 | 1N706 – 735 | BZX79 serie | 1N1624 | BYX42-600 | 1N3593 | BAX16 |
| 1N458 | (BAX16) | 1N746 | BZY88-C3V3 | 1N1649 | BY126 | 1N3595 | (BAX15) |
| 1N459 | (BAX17) | 1N747 | BZX75-C3V6 | 1N1671 | BY126 | 1N3600 | (BAX12) |
| 1N460 | (BA216) | 1N748 | BZY88-C3V9 | 1N1692 – 1696 | BY126 | 1N3604 | BAV10 |
| 1N461 – 464 | BAX16 | 1N749 | BZY88-C4V3 | 1N1697 | BY127 | 1N3605 | (BAV10) |
| 1N468 | BZY88-C4V3 | 1N750 – 767 | BZX79 serie | 1N1763 | BY126 | 1N3640 | BY126 |
| 1N470 | BZY79-C6V8 | 1N769 | BZX79-C22 | 1N1816(A) | | 1N3641 | BY127 |
| 1N476 – 480 | OA95 | 1N781(A) | AA119 | 1834(A) | BZY93 serie | 1N3671 | BYX42-1200 |
| 1N482 | (BAX16) | 1N789(M) | BA100 | 1N2035 – 2038 | BZX61 serie | 1N3673A | BYX25-1000 |
| 1N483 | (BAX16) | 1N790(M) | BA100 | 1N2069(A) | (BY126) | 1N3754 | (BAX17) |
| 1N484 | BAX16 | 1N811 | BAX16 | 1N2070(A) | (BY127) | 1N3756 | BY126 |
| 1N485 | (BAX17) | 1N813M | BAX16 | 1N2071(A) | (BY127) | 1N3769 | OA95 |
| 1N486(A) | BA148 | 1N837A | BAX16 | 1N2158 | BYX25-800 | 1N3785 – 3790 | (BZX61 serie ) |
| 1N487(A) | BA148 | 1N846 | BAV10 | 1N2160 | BYX52-1200 | 1N3808 | BZY95-C62 |
| 1N488(A) | BA148 | 1N854 | BY127 | 1N2222 | BY127 | 1N3809 | BZY95-C68 |
| 1N501 | AAZ15 | 1N900 | BA219 | 1N2482 | (BY126) | 1N3810 | BZY95-C75 |
| 1N520 | (BA216) | 1N903A | 1N4150 | 1N2483 | BY126 | 1N3880(R) – | |
| 1N527 | AA119 | 1N904 | (BAV10) | 1N2484 | BY127 | 3883(R) | BYX50 . . .(R) serie |
| 1N536 | BY126 | 1N915 | (BAV10) | 1N2505 | BY126 | 1N3890 | BYX30-200 |
| 1N537 – 540 | BY127 | 1N917 | (BAV10) | 1N2545B | (BYX38-1200) | 1N3891 | BYX30-200 |
| 1N541 | AA119 | 1N930 | BA100 | 1N2609 – 2617 | BY126 | 1N3893 | BYX30-400 |
| 1N547 | BY127 | 1N937 | BZX79-C9V1 | 1N2765 | BZX79-C6V8 | 1N3938 | BY127 |
| 1N560 | BY127 | 1N941 | BZX79-C12 | 1N2773 | BY127 | 1N3939 | BYX22-600 |
| 1N562 | (BY127) | 1N942 | BZX79-C12 | 1N2808 | BZY91-C11 | 1N3940 | BY127 |
| 1N570 | BY127 | 1N957 – 982 | BZX79 serie | 1N2809 | BZY91-C11 | 1N4001 – 4009 | (BY127) |
| 1N573 | BY127 | 1N995 | (AAY21) | 1N2860 | BY126 | 1N4092 | BA218 |
| 1N597 | BYX10 | 1N997 | BA100 | 1N2862 | BY126 | 1N4101 – 4120 | BZX79 serie |
| 1N599A | BY126 | 1N1046 | BY126 | 1N2970 – 3002 | BZY93 serie | 1N4149 | 1N4148 |
| 1N600A | BY126 | 1N1052 | BYX71-350 | 1N3016 – 3042 | BZX61 serie | 1N4152 | (BAV10) |
| 1N602A – 606A | BY126 | 1N1084 | BY126 | 1N3062 | (BAV10) | 1N4153 | (BAV10) |
| 1N615 | OA90 | 1N1092 | BYX38-600 | 1N3063 | (BAV10) | 1N4154 | BAX13 |
| 1N616 | OA90 | 1N1095 | BY126 | 1N3064 | (BAV10) | 1N4155 | BA148 |
| 1N617 | OA95 | 1N1096 | BY127 | 1N3065 | 1N4151 | 1N4148 – 4183 | BZX61 serie |
| 1N618 | OA95 | 1N1097 | BYX10 | 1N3066 | BAX13 | 1N4244 | (BA182) |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1N4250 | (BY127) | 1S47 | BY127 | 2G345B | (AF126) | 2N123 | AF127 |
| 1N4324 – 4348 | BZX61 serie | 1S74 | OA95 | 2G371 | (AF125 | 2N124 | ASY73 |
| 1N4371 | (BZX75-C2V8) | 1S80 | OA90 | 2G381 | (AC128) | 2N125 | ASY74 |
| 1N4372 | (BZX75-C2V8) | 1S83 | AAZ15 | 2G382 | (AC128) | 2N126 | ASY74 |
| 1N4376 | (BAX13) | 1S84 | BY126 | 2G401 | (AF127) | 2N128 | AF125 |
| 1N4383 | (BY126) | 1S90 – 95 | BY126 | 2G402 | (AF127) | 2N129 | AF125 |
| 1N4384 | BY126 | 1S96 | BY127 | 2G414 | (AF124) | 2N130 | AC125 |
| 1N4385 | BY127 | 1S97 | BY127 | 2G415 | (AF125) | 2N131 | AC125 |
| 1N4441 | 1N4148 | 1S100 | BY126 | 2G416 | (AF127) | 2N132 | AC128 |
| 1N4447 | 1N4446 | 1S101 | BY126 | 2G417 | (AF127) | 2N133 | AC128 |
| 1N4450 | (BAV10) | 1S107 | BY127 | 2G526 | ASY80 | 2N135 | AF127 |
| 1N4454 | 1N914 | 1S117 | BY127 | 2G577 | ASY77 | 2N136 | AF127 |
| 1N4514 | (BY127) | 1S119 | BY127 | 2N27 | AC125 | 2N137 | AF126 |
| 1N4531 | (BAW56) | 1S124 | BY127 | 2N28 | AC125 | 2N138 | AC132 |
| 1N4532 | (BAW56) | 1S125 | BY127 | 2N30 | AC132 | 2N139 | AF127 |
| 1N4585 | (BY127) | 1S132 | (BAX17) | 2N34 | AC132 | 2N140 | AF126 |
| 1N4606 | (BAV10) | 1S137 | OA90 | 2N36 | AC132 | 2N141 | AC132 |
| 1N4607 | (BAV10) | 1S149 | BY126 | 2N37 | AC132 | 2N143 | AC132 |
| 1N4610 | (BAV10) | 1S188 | OA95 | 2N38 | AC125 | 2N145 | ASY73 |
| 1N4658 – 4677 | BZX61 serie | 1S206 | BY127 | 2N39 | AC125 | 2N146 | ASY74 |
| 1N4721 – 4725 | BYX48 serie | 1S209 | BY127 | 2N40 | AC125 | 2N147 | ASY74 |
| 1N4726 | (BAX16) | 1S315 | BY127 | 2N43 | AC128 | 2N148 | AF127 |
| 1N4727 | (BAV10) | 1S425 | BYX25-1000 | 2N44 | AC128 | 2N164 | ASY29 |
| 1N4732 – 4735 | BZY96 serie | 1S426 | OA90 | 2N45 | AC132 | 2N165 | ASY73 |
| 1N4736 – 4761 | BZX61 serie | 1S446 | (OA95) | 2N48 | AC128 | 2N166 | ASY74 |
| 1N4785 | BYX42-300 | 1S557 | BY127 | 2N51 | AC128 | 2N167 | ASY74 |
| 1N4818 | BYX38-300 | 1S686 | BY126 | 2N54 | AC132 | 2N168 | ASY73 |
| 1N4820 | BYX22-600 | 1S920 – 923 | (BA148) | 2N55 | AC132 | 2N169 | ASY73 |
| 1N4821 | BYX38-900 | 1S1007 | BAX15 | 2N56 | AC132 | 2N170 | ASY74 |
| 1N4831 – 4853 | BZX61 serie | 1S1625 | BY127 | 2N59 – 61 | AC128 | 2N172 | ASY74 |
| 1N4861 | BAX16 | 1S1692 – 1697 | BY127 | 2N62 | AC132 | 2N173 | ASZ16 |
| 1N4940 | (BAX12) | 1S3030A | BZX61-C30 | 2N63 | AC132 | 2N175 | AC126 |
| 1N4951 | (BAX16) | 1S7051B | BZX79-C5V1 | 2N64 | AC132 | 2N180 | AC132 |
| 1N5053 | BY127 | 1SO21 | BYX22-600 | 2N65 | AC128 | 2N181 | AC132 |
| 1N5055 | BA216 | 1SO38 | BY127 | 2N76 | AC125 | 2N182 | ASY74 |
| 1N5059 – 5062 | BY126 | 1SO54 | BY127 | 2N77 | AC125 | 2N183 | ASY74 |
| 1N5220 | (BAX13) | 1SO58 | BY127 | 2N78 | ASY74 | 2N184 | ASY75 |
| 1N5224 | BZX75 | 1T22 | OA95 | 2N79 | AC125 | 2N185 | AC132 |
| 1N5226 – 5229 | BZY88 serie | 1T23 | OA90 | 2N80 | AC125 | 2N186 – 192 | AC132 |
| 1N5230 – 5267 | BZX70 serie | 1T508 | BY127 | 2N81 | AC126 | 2N193 | ASY74 |
| 1N5282 | (BAV10) | 1T2013 | BY127 | 2N85 | AC132 | 2N194 | ASY74 |
| 1N5317 | (BAV10) | 1T2015 | BY127 | 2N86 | AC132 | 2N195 – 199 | AC132 |
| 1N5318 | (BAV10) | 1WP | BY127 | 2N87 | AC132 | 2N200 | AC125 |
| 1N5319 | (BAV10) | 1Z7,5 – 75 | | 2N88 | AC125 | 2N204 | AC125 |
| 1N5343 | BZY93-C7V5 | (E24 range) | BZX61 serie | 2N93 | AF125 | 2N205 | AC125 |
| 1N5344 | BZY93-C8V2 | 2G101 | (AF239) | 2N94 | ASY74 | 2N206 | AC125 |
| 1N5427 – 5430 | (BAX13) | 2G102 | (AF239) | 2N95 | AC125 | 2N207 | AC125 |
| 1N5431 | (BAV10) | 2G108 | (AC126) | 2N96 | AC125 | 2N211 | ASY73 |
| 1N5432 | (BAV10) | 2G109 | (AC126) | 2N98 | ASY73 | 2N212 | ASY73 |
| 1N5729 – 5757 | BZX79 serie | 2G141 | (AC128) | 2N99 | ASY73 | 2N213 | AC127 |
| 1N36040 | BY127 | 2G201 | (AC128) | 2N102 | AD161 | 2N214 | AC127 |
| 1NU40 | AC126 | 2G202 | (AC128) | 2N104 – 110 | AC125 | 2N215 | AC126 |
| 1NU70 | AC126 | 2G270 | (AC132) | 2N111 | ASY26 | 2N216 | ASY73 |
| 1P541 | AA119 | 2G271 | (AC132) | 2N112 | ASY26 | 2N217 | AC132 |
| 1P542 | AA119 | 2G301 – 304 | (AF126) | 2N113 | 2N1307 | 2N218 | AF127 |
| 1S32 | OA90 | 2G319 | (AC128) | 2N114 | 2N1309 | 2N219 | AF126 |
| 1S33 | OA90 | 2G320 | (AC128) | 2N117 | AF127 | 2N220 | (AC125) |
| 1S34 | OA90 | 2G339 | (AC127) | 2N118 | BDY38 | 2N222 – 227 | AC126 |
| 1S44 | BAX13 | 2G344 | (AF127) | 2N119 | BDY38 | 2N228 | ASY75 |
| 1S45 | BY127 | 2G345A | (AF127) | 2N120 | BDY38 | 2N229 | ASY74 |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N231 | AF126 | 2N323 | ASY27 | 2N404 | AC126 | 2N499 | AF124 |
| 2N232 | AF126 | 2N324 | AC132 | 2N405 | AC128 | 2N501 | AF139 |
| 2N233 | ASY73 | 2N326 | AD161 | 2N406 | AC128 | 2N503 | (AF125) |
| 2N237 | (ASY77) | 2N327 | BCZ10 | 2N407 | AC132 | 2N504 | AF125 |
| 2N238 | AC132 | 2N328 | BCZ10 | 2N408 | AC128 | 2N506 | AC125 |
| 2N239 | AC128 | 2N329 | BCY32 | 2N409 | AF127 | 2N507 | AC127 |
| 2N240 | AC125 | 2N330 | AC128 | 2N410 | AF126 | 2N508 | AC126 |
| 2N241 | AC128 | 2N331 | AC128 | 2N411 | AF126 | 2N509 | AC132 |
| 2N243 | BFY55 | 2N332 | BFY50 | 2N412 | AF126 | 2N515 | ASY74 |
| 2N244 | BFY50 | 2N333 | BFY50 | 2N413 | ASY26 | 2N516 | ASY73 |
| 2N247 | AF125 | 2N334 | BFY50 | 2N414 | ASY27 | 2N517 | ASY75 |
| 2N248 | AF125 | 2N335 | (BC107) | 2N415 | AF127 | 2N519 | ASY27 |
| 2N249 | AC128 | 2N336 | (BC107 | 2N416 | 2N1309 | 2N520 | ASY26 |
| 2N251 | ASZ15 | 2N337 | (BC107 | 2N417 | 2N1309 | 2N521 | (2N1309) |
| 2N252 | (AF127) | 2N338 | BFY50 | 2N420 | ASZ18 | 2N522 | 2N1309 |
| 2N253 | ASY73 | 2N341 | BF179 | 2N422 | AC125 | 2N523 | 2N1305 |
| 2N254 | ASY73 | 2N342 | BFY50 | 2N425 | 2N1305 | 2N524 | ASY76 |
| 2N260 | AC132 | 2N343 | BFY50 | 2N426 | 2N1305 | 2N525 | ASY77 |
| 2N261 | ASY77 | 2N344 | AF124 | 2N427 | 2N1307 | 2N526 | ASY80 |
| 2N262 | AC132 | 2N345 | AF124 | 2N428 | 2N1309 | 2N527 | ASY80 |
| 2N265 | AC128 | 2N346 | AF124 | 2N435 | AF126 | 2N529 – 533 | 2N1305 |
| 2N266 | AC132 | 2N354 | BCZ11 | 2N438 | 2N1302 | 2N535 | AF139 |
| 2N267 | AF125 | 2N356 | ASY73 | 2N439 | ASY74 | 2N536 | AF139 |
| 2N268 | ASZ15 | 2N357 | ASY74 | 2N440 | 2N1306 | 2N537 | AF239 |
| 2N269 | ASY26 | 2N358 | ASY75 | 2N444 | ASY73 | 2N539 | ASZ15 |
| 2N270 | AC128 | 2N359 | AC132 | 2N446 | AC125 | 2N544 | AF126 |
| 2N271 | 2N1307 | 2N360 | AC132 | 2N447 | (AC127) | 2N547 | BSW67 |
| 2N272 | AC128 | 2N361 | AC132 | 2N448 | ASY29 | 2N548 | BSW67 |
| 2N273 | AC132 | 2N362 | AC125 | 2N449 | AF139 | 2N549 | BSW67 |
| 2N274 | (AF125) | 2N363 | AC125 | 2N450 | (ASY27) | 2N553 | ASZ15 |
| 2N279 | AC132 | 2N364 | AC127 | 2N456 | ASZ18 | 2N556 | ASY73 |
| 2N280 | AC125 | 2N365 | AC127 | 2N457 | ASZ18 | 2N557 | ASY73 |
| 2N281 | AC132 | 2N366 | AC127 | 2N458 | ASZ18 | 2N558 | ASY73 |
| 2N283 | AC125 | 2N367 | AC128 | 2N460 | ASY77 | 2N561 | ASZ15 |
| 2N284 | ASY76 | 2N368 | AC132 | 2N461 | ASY80 | 2N563 | AC132 |
| 2N285 | ASY76 | 2N369 | AC128 | 2N462 | AC132 | 2N564 | AC132 |
| 2N291 | AC128 | 2N370 | (AF124) | 2N464 | AC125 | 2N565 | AC132 |
| 2N292 | ASY73 | 2N371 | AF125 | 2N465 | AC125 | 2N566 | AC132 |
| 2N293 | ASY73 | 2N372 | (AF124) | 2N466 | AC126 | 2N567 | AC127 |
| 2N296 | ASZ15 | 2N373 | AF127 | 2N467 | AC126 | 2N568 – 572 | AC132 |
| 2N297 | ASZ15 | 2N374 | AF124 | 2N470 | BFY55 | 2N573 | ASY77 |
| 2N300 | AF124 | 2N375 | AC128 | 2N471 | BC107 | 2N574 | ASZ16 |
| 2N301 | AAZ17 | 2N377 | ASY74 | 2N472 | BFY55 | 2N575 | ASZ15 |
| 2N302 | ASY27 | 2N378 | ASZ15 | 2N473 | BC109 | 2N576 | ASY74 |
| 2N303 | ASY27 | 2N379 | ASZ17 | 2N474 | BFY50 | 2N579 | ASY27 |
| 2N306 | AC127 | 2N380 – 383 | AC128 | 2N475 | BFY50 | 2N580 | 2N1309 |
| 2N307 | ASZ16 | 2N384 | AF124 | 2N476 | BFY50 | 2N583 | ASY27 |
| 2N308 | (AF127) | 2N385 | ASY75 | 2N477 – 480 | BFY50 | 2N585 | ASY74 |
| 2N309 | (AF127) | 2N386 | ASZ15 | 2N481 | AF126 | 2N586 | AC132 |
| 2N310 | (AF127) | 2N387 | ASZ16 | 2N482 | AF127 | 2N587 | ASY73 |
| 2N311 | ASY27 | 2N388 | 2N1308 | 2N483 | AF127 | 2N588 | AF239 |
| 2N312 | ASY74 | 2N391 | AC128 | 2N484 | AF127 | 2N591 | AC126 |
| 2N315 | ASY27 | 2N392 | AC128 | 2N485 | AF126 | 2N597 | 2N1303 |
| 2N316 | 2N1307 | 2N394 | ASY27 | 2N486 | (AF126) | 2N598 | (ASY77) |
| 2N317 | 2N1309 | 2N395 | ASY27 | 2N491 | BC11 | 2N599 | 2N1307 |
| 2N318 | AF125 | 2N396 | ASY27 | 2N492 | BC11 | 2N609 | AC132 |
| 2N319 | AC132 | 2N397 | (ASY27) | 2N495 | (BCY34) | 2N610 | AC132 |
| 2N320 | AC132 | 2N398 | ASY77 | 2N496 | (BCY34) | 2N611 | AC132 |
| 2N321 | AC132 | 2N402 | AC132 | 2N497 | BFY51 | 2N612 | AC132 |
| 2N322 | (ASY27) | 2N403 | AC128 | 2N498 | BFY51 | 2N613 | AC132 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N614 | AF127 | 2N720 | 2N2221 | 2N1014 | AC128 | 2N1224 | AF126 |
| 2N615 | AF127 | 2N726 | (BCY72) | 2N1015 | (BDY20) | 2N1225 | AF125 |
| 2N616 | AF127 | 2N727 | (BCY72) | 2N1016 | (BDY20) | 2N1228 | BCY38 |
| 2N617 | ASY27 | 2N728 | BSX20 | 2N1017 | 2N1305 | 2N1241 | BSW67 |
| 2N618 | ASZ15 | 2N729 | (BF173) | 2N1022 | ASZ16 | 2N1246 | AC128 |
| 2N619 | BFY50 | 2N730 | 2N2218 | 2N1039 | ASZ17 | 2N1251 | AC127 |
| 2N620 | BFY50 | 2N731 | 2N2221A | 2N1040 | ASZ15 | 2N1252 | 2N2218 |
| 2N621 | BFY50 | 2N733 | 2N2221A | 2N1041 | ASZ15 | 2N1253 | 2N2218 |
| 2N622 | AC128 | 2N735 | 2N2221A | 2N1042 | ASZ17 | 2N1261 | ASZ18 |
| 2N623 | AF124 | 2N736 | 2N2221A | 2N1043 | ASZ16 | 2N1262 | ASZ18 |
| 2N624 | AF126 | 2N739 | 2N2221A | 2N1044 | ASZ18 | 2N1263 | ASZ18 |
| 2N628 | ASZ16 | 2N740 | 2N2221A | 2N1045 | ASZ18 | 2N1264 | AF127 |
| 2N629 | ASZ15 | 2N742 | (2N2218) | 2N1056 | AC128 | 2N1265 | ASY27 |
| 2N631 | AC128 | 2N743 | BSX19 | 2N1057 | ASY76 | 2N1266 | AF127 |
| 2N632 | AC132 | 2N749 | BFY50 | 2N1058 | ASY73 | 2N1274 | ASY80 |
| 2N633 | AC128 | 2N752 | 2N3553 | 2N1059 | AC128 | 2N1276 | BF167 |
| 2N634A | 2N1304 | 2N753 | BSX20 | 2N1078 | AC125 | 2N1278 | BF173 |
| 2N635A | 2N1306 | 2N754 | BFY50 | 2N1093 | AF126 | 2N1280 | 2N1305 |
| 2N636A | 2N1308 | 2N755 | 2N2218 | 2N1094 | AC128 | 2N1281 | 2N1307 |
| 2N637 | ASZ16 | 2N756 | BFY50 | 2N1097 | AC128 | 2N1282 | 2N1307 |
| 2N639 | ASZ17 | 2N757 | BFY50 | 2N1098 | AC128 | 2N1287 | AC128 |
| 2N640 | AF125 | 2N758 | BFY50 | 2N1101 | AC127 | 2N1291 | ASZ16 |
| 2N641 | AF125 | 2N759 | (2N2222) | 2N1102 | AC127 | 2N1293 | ASZ16 |
| 2N642 | AF125 | 2N760 | 2N2483 | 2N1107 | AF124 | 2N1295 | ASZ18 |
| 2N643 | 2N1309 | 2N783 | 2N2368 | 2N1108 | AF125 | 2N1301 | (2N1307) |
| 2N644 | 2N1309 | 2N784 | 2N2368 | 2N1109 | AF126 | 2N1302 | ASY28 |
| 2N645 | 2N1309 | 2N799 | 2N2368 | 2N1110 | AF125 | 2N1303 | ASY28 |
| 2N647 | ASY73 | 2N834 | BCY56 | 2N1111 | AF126 | 2N1304 | ASY28 |
| 2N649 | ASY73 | 2N839 | BFY50 | 2N1022 | AF127 | 2N1305 | ASY26 |
| 2N650 | ASY77 | 2N840 | BFY50 | 2N1025 | (ASY80) | 2N1315 | ASZ17 |
| 2N651 | ASY77 | 2N841 | BFY50 | 2N1028 | AC128 | 2N1316 | 2N1307 |
| 2N652 | ASY77 | 2N844 | (BSX19) | 2N1029 | AC128 | 2N1320 | AC128 |
| 2N653 | ASY77 | 2N849 | (BSX19) | 2N1030 | AC128 | 2N1322 | AC128 |
| 2N655 | ASY77 | 2N850 | (BSX20) | 2N1036 | ASZ16 | 2N1324 | AC128 |
| 2N656 | BFY51 | 2N851 | (BSX19) | 2N1037 | ASZ16 | 2N1328 | AC128 |
| 2N657 | BFY51 | 2N871 | (BSW67) | 2N1041 | (AF139) | 2N1331 | AC128 |
| 2N658 | ASY76 | 2N909 | 2N2483 | 2N1042 | (AF139) | 2N1340 | 2N1613 |
| 2N659 | ASY76 | 2N915 | 2N2221A | 2N1043 | (AF139) | 2N1348 | (2N1305) |
| 2N660 | ASY76 | 2N916 | (BCY56) | 2N1044 | AC128 | 2N1353 | AC128 |
| 2N661 | ASY80 | 2N924 | (BCY31) | 2N1045 | AC128 | 2N1370 | AC128 |
| 2N662 | ASY76 | 2N927 | BSX21 | 2N1049 | (BF185) | 2N1372 | AC128 |
| 2N665 | ASZ18 | 2N928 | BSX21 | 2N1059 | ASZ18 | 2N1373 | AC127 |
| 2N670 | AC128 | 2N943 | BFY50 | 2N1060 | ASZ18 | 2N1374 | ASY80 |
| 2N680 | AC128 | 2N944 | BFY50 | 2N1068 | ASZ16 | 2N1375 | ASY77 |
| 2N688 | BFY91-400R | 2N945 | BFY50 | 2N1073 | (AC127) | 2N1377 | ASY77 |
| 2N696 | 2N1613 | 2N946 | BFY50 | 2N1074 | BCZ11 | 2N1378 | (AC128) |
| 2N697 | 2N1711 | 2N956 | (2N1711) | 2N1076 | AC128 | 2N1379 | (ASY26) |
| 2N698 | (BSW67) | 2N960 | (AF124) | 2N1177 | (AF239) | 2N1380 | (AC128) |
| 2N699 | (BSW67) | 2N978 | (BCY34) | 2N1178 | (AF239) | 2N1381 | ASY27 |
| 2N700 | AF139 | 2N990 | AF124 | 2N1179 | (AF239) | 2N1385 | AF239 |
| 2N702 | BC107 | 2N991 | AF125 | 2N1183B | (ASZ18) | 2N1386 | 2N2219 |
| 2N703 | BC107 | 2N992 | AF126 | 2N1188 | (ASY77) | 2N1387 | 2N2219 |
| 2N705 | BCY72 | 2N993 | AF127 | 2N1191 | 2N1305 | 2N1388 | 2N2219 |
| 2N706 | BSX19 | 2N1000 | ASY74 | 2N1193 | AC128 | 2N1390 | 2N2219 |
| 2N707A | BFY50 | 2N1007 | ASZ16 | 2N1195 | AF139 | 2N1398 | AF239 |
| 2N709 | BSX20 | 2N1008 | AC128 | 2N1200 | (BC108) | 2N1399 | AF239 |
| 2N711 | (AC125) | 2N1009 | AC128 | 2N1208 | BDY20 | 2N1400 | AF124 |
| 2N717 | BC107 | 2N1010 | AC127 | 2N1209 | BDY38 | 2N1402 | AF124 |
| 2N718 | 2N2221A | 2N1011 | ASZ18 | 2N1212 | BDY20 | 2N1404 | AF124 |
| 2N719 | 2N1613 | 2N1012 | ASY73 | 2N1222 | BCY31 | 2N1406 | AF239 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N1407 | AF239 | 2N1618 | (BDY90) | 2N1998 | 2N1307 | 2N2429 | AC126 |
| 2N1411 | AF124 | 2N1624 | AC127 | 2N2004 | BCZ12 | 2N2430 | AC127 |
| 2N1418 | BC107 | 2N1631 – 1639 | AF124 | 2N2005 | BCZ12 | 2N2431 | AC128 |
| 2N1420 | BFY50 | 2N1644 | 2N2218 | 2N2026 y 36 | (BDY20) | 2N2431MP | 2-AC128 |
| 2N1425 | AF126 | 2N1647 | BDY20 | 2N2049 | 2N1711 | 2N2475 | 2N2369A |
| 2N1426 | AF126 | 2N1648 | BDY20 | 2N2068 | (ASZ15) | 2N2476 | BSX60 |
| 2N1427 | AC127 | 2N1649 | BDY20 | 2N2083 | (AF125) | 2N2477 | BSX60 |
| 2N1431 | AF128 | 2N1666 | (ASZ15) | 2N2089 | AF124 | 2N2483 | 2N2483 |
| 2N1432 | AF128 | 2N1667 | (ASZ16) | 2N2090 | AF124 | 2N2484 | 2N2484 |
| 2N1433 | AC128 | 2N1668 | (ASZ17) | 2N2091 | AF124 | 2N2494 | (AF239) |
| 2N1447 | (ASY77) | 2N1669 | ASZ18 | 2N2092 | AF127 | 2N2495 | (AF239) |
| 2N1474 | BCY11 | 2N1673 | AF139 | 2N2093 | AF124 | 2N2496 | (AF239) |
| 2N1475 | BCY11 | 2N1700 | BFY50 | 2N2095 | BSX19 | 2N2501 | 2N2369 |
| 2N1478 | 2N1307 | 2N1701 | BDY20 | 2N2097 | BC327 | 2N2537 | 2N2219 |
| 2N1479 | (BFX34) | 2N1704 | 2N2218 | 2N2102 | BFY55 | 2N2538 | 2N2219 |
| 2N1480 | (BFX34) | 2N1714 | BSX21 | 2N2104 | 2N2905A | 2N2539 | 2N2222 |
| 2N1481 | (BFX34) | 2N1720 | (2N3632) | 2N2106 | 2N2218 | 2N2540 | 2N2222 |
| 2N1482 | (BFX34) | 2N1722 | (2N3442) | 2N2107 | 2N2218 | 2N2586 | 2N2484 |
| 2N1483 | BDY20 | 2N1724 | 2N4347 | 2N2108 | 2N2219 | 2N2604 | (BCY70) |
| 2N1484 | 2N3442 | 2N1725 | (BDY20) | 2N2139 | (ASZ16) | 2N2605 | (BCY71) |
| 2N1487 | (BD181) | 2N1727 | AF124 | 2N2145 | (ASZ18) | 2N2610 | BF167 |
| 2N1488 | BDY20 | 2N1742 | (AF126) | 2N2147 | (ASZ16) | 2N2613 | AC126 |
| 2N1489 | (BDY38) | 2N1744 | (AF124) | 2N2148 | (ASZ18) | 2N2614 | AC126 |
| 2N1490 | (BDY20) | 2N1754 | 2N1307 | 2N2180 | (AF139) | 2N2617 | BCZ11 |
| 2N1491 | 2N2222 | 2N1760 | ASZ16 | 2N2189 | (AF124) | 2N2654 | (AF124) |
| 2N1492 | (2N2222) | 2N1761 | ASZ18 | 2N2190 | (AF126) | 2N2671 | (AF239) |
| 2N1495 | AC128 | 2N1777 | BTY79-400R | 2N2192 | 2N2219A | 2N2672 | AF125 |
| 2N1499A | ASZ21 | 2N1808 | 2N1306 | 2N2193 | BSX59 | 2N2692 | 2N930 |
| 2N1501 | ASZ15 | 2N1837 | BF115 | 2N2194 | 2N2218A | 2N2693 | BCY56 |
| 2N1502 | ASZ16 | 2N1838 | BF115 | 2N2195 | 2N1711 | 2N2694 | BCY56 |
| 2N1505 | 2N2218A | 2N1839 | BF115 | 2N2196 | BSW66 | 2N2695 | (BCY72) |
| 2N1506 | (2N2218) | 2N1840 | BF115 | 2N2197 | (BD131) | 2N2696 | BZY72 |
| 2N1507 | 2N2219 | 2N1849 | BTY87-400R | 2N2205 | 2N2218 | 2N2706 | AC132 |
| 2N1515 | (AF126) | 2N1889 | BSW66 | 2N2217 | 2N2218 | 2N2709 | BCY32 |
| 2N1516 | (AF125) | 2N1890 | (BSW66) | 2N2220 | 2N2221 | 2N2713 | BFY52 |
| 2N1517 | (AF124) | 2N1891 | 2N1304 | 2N2225 | (2N1305) | 2N2726 | BC148 |
| 2N1524 | AF124 | 2N1893 | BSW67 | 2N2243 | BSW67 | 2N2787 | 2N2218 |
| 2N1525 | AF239 | 2N1907 | (ASY26) | 2N2256 | BC108 | 2N2790 | 2N2218 |
| 2N1526 | AF126 | 2N1920 | BCZ12 | 2N2257 | BC108 | 2N2835 | AD162 |
| 2N1527 | AF126 | 2N1922 | BCZ12 | 2N2271 | AC128 | 2N2845 | 2N2222 |
| 2N1528 | 2N2218 | 2N1924 | ASY77 | 2N2297 | BFY55 | 2N2846 | BSX60 |
| 2N1536 | ASZ18 | 2N1925 | (ASY77) | 2N2303 | 2N3553 | 2N2847 | 2N2222 |
| 2N1540 | ASZ16 | 2N1926 | (ASY77) | 2N2315 | 2N2222 | 2N2848 | BSX60 |
| 2N1544 | ASZ16 | 2N1936 | BDY20 | 2N2331 | 2N929 | 2N2863 | BFY51 |
| 2N1545 | ASZ18 | 2N1937 | BDY20 | 2N2368 | BSX19 | 2N2864 | BFY51 |
| 2N1546 | ASZ15 | 2N1969 | 2N1307 | 2N2369 | BSX20 | 2N2865 | (BF180) |
| 2N1564 | 2N1711 | 2N1972 | 2N2219 | 2N2374 | (2N1309) | 2N2868 | BFY51 |
| 2N1565 | 2N1613 | 2N1973 y 74 | BF179 | 2N2387 | BCY56 | 2N2883 | BFW17A |
| 2N1566 | 2N1711 | 2N1975 | BSX21 | 2N2388 | 2N930 | 2N2884 | BFW17A |
| 2N1572 | (2N1613) | 2N1984 | BFY50 | 2N2389 | (2N1613) | 2N2890 | BSW66 |
| 2N1573 | 2N1613 | 2N1985 | 2N2218 | 2N2390 | (2N1711) | 2N2891 | (BSW68) |
| 2N1574 | 2N1711 | 2N1986 | BFY50 | 2N2393 | (2N2905A) | 2N2894 | BCY72 |
| 2N1592 | AC187 | 2N1987 | BFY50 | 2N2394 | (2N2904) | 2N2920 | 2N2483 |
| 2N1599 | BTX18-400 | 2N1988 | 2N1711 | 2N2395 | (2N2221A) | 2N2922 | BF115 |
| 2N1605 | 2N1308 | 2N1989 | BFY50 | 2N2396 | (2N2221A) | 2N2923 | BC108 |
| 2N1613 | 2N1613 | 2N1990 | BSX21 | 2N2398 | AF239 | 2N2924 | BC108 |
| 2N1614 | 2N1305 | 2N1993 | 2N1302 | 2N2404 | AC125 | 2N2925 | BC109 |
| 2N1615 | (2N1711) | 2N1994 | 2N1302 | 2N2411 | BC178 | 2N2939 | (BSX61) |
| 2N1616 | BDY20 | 2N1995 | 2N1302 | 2N2415 | AF139 | 2N2944 | (2N2907A) |
| 2N1617 | (BDY91) | 2N1997 | 2N1307 | 2N2428 | AC125 | 2N2945 | (2N2907A) |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N2950 | (2N3375) | 2N3438 | (BF245A) | 2N3793 | BC337 | 2N4224 | BFW61 |
| 2N2953 | AC128 | 2N3440 | BD115 | 2N3794 | BC337 | 2N4235 | BFY52 |
| 2N2991 | BFY55 | 2N3441 | (2N3442) | 2N3797 | (BFW10) | 2N4238 | BFY50 |
| 2N2993 | BFY55 | 2N3443 | AC126 | 2N3798 | (2N2905A) | 2N4241 | ASZ15 |
| 2N3009 | (BSX20) | 2N3444 | BSX61 | 2N3825 | (BC547) | 2N4255 | BF495 |
| 2N3010 | BSX19 | 2N3450 | BFY50 | 2N3829 | (BCY71) | 2N4286 | BF196 |
| 2N3011 | BSX20 | 2N3458 | (BF245C) | 2N3830 | (BFX34) | 2N4287 | BF196 |
| 2N3012 | (BC178B) | 2N3459 | (BF245B) | 2N3831 | BSS27 | 2N4289 | BC327 |
| 2N3013 | (BSX20) | 2N3460 | (BF245A) | 2N3832 | (BSX20) | 2N4302 | (BF245A) |
| 2N3014 | (BSX20) | 2N3467 | BSX61 | 2N3839 | BFY90 | 2N4303 | (BF245B) |
| 2N3015 | 2N2218 | 2N3468 | BSX59 | 2N3854 | (BC237) | 2N4304 | (BF245B) |
| 2N3033 | (BF177) | 2N3470 | BD183 | 2N3855 | BC107 | 2N4338 | BF245A |
| 2N3034 | (BF177) | 2N3485 | BCY70 | 2N3856 | BC109 | 2N4339 | BF245A |
| 2N3035 | BCY56 | 2N3486 | BCY71 | 2N3877 | (BF178) | 2N4340 | BF245A |
| 2N3036 and 37 | BD139 | 2N3493 | (BF173) | 2N3904 | 2N2222A | 2N4341 | BF245B |
| 2N3038 | BD139 | 2N3499 | (BFY51) | 2N3905 | (2N2907A) | 2N4400 | BC337 |
| 2N3053 | 2N3053 | 2N3502 | 2N2905 | 2N3906 | (2N2907A) | 2N4401 | BC337 |
| 2N3054 | BD131 | 2N3503 | 2N2905A) | 2N3914 | (2N2906) | 2N4402 | BC327 |
| 2N3055 | BCY20) | 2N3504 | BCY71 | 2N3962 | 2N2907A | 2N4403 | BC327 |
| 2N3058 | (BC179) | 2N3505 | BCY71 | 2N3963 | 2N2906A | 2N4412 | 2N2905A |
| 2N3074 | (AF239) | 2N3543 | (BDY20) | 2N3964 | (BCY71) | 2N4424 | (BC337) |
| 2N3075 | (AF239) | 2N3553 | | 2N3967 | BFW11 | 2N4425 | (BC337) |
| 2N3110 | BSX20 | 2N3554 | BSX60 | 2N3968 | BFW12 | 2N4428 | 2N3866 |
| 2N3118 | (2N2219) | 2N3563 | 2N918 | 2N3969 | BFW13 | 2N4429 | BLX92 |
| 2N3123 | (2N2219) | 2N3566 | BCY71 | 2N3970 | 2N4391 | 2N4430 | BLX92 |
| 2N3133 | 2N2905 | 2N3568 | (BC337) | 2N3971 | 2N4392 | 2N4431 | BLX93 |
| 2N3134 | 2N2905 | 2N3576 | BSX20 | 2N3972 | 2N4393 | 2N4433 | (BF115) |
| 2N3153 | AC126 | 2N3588 | (AF239) | 2N4001 | BSW66 | 2N4434 | (BF184) |
| 2N3223B | (2N3772) | 2N3606 | (2N2369) | 2N4012 | 2N3632 | 2N4435 | (BF185) |
| 2N3233 | (2N4347) | 2N3615 | (ASZ15) | 2N4013 | 2N2222 | 2N4867 | BFW13 |
| 2N3236 | 2N3055 | 2N3616 | (ASZ15) | 2N4014 | 2N2222 | 2N4868 | BFW12 |
| 2N3241 | BFY52 | 2N3617 | (ASZ16) | 2N4026 | (BD138) | 2N4869 | BFW11 |
| 2N3248 | (2N2905) | 2N3622 | BDY20 | 2N4030 | (2N2904A) | 2N4875 | BFW16A |
| 2N3250 | 2N2905 | 2N3638 | 2N2904 | 2N4031 | (2N2905A) | 2N4876 | BFW16A |
| 2N3251 | 2N2905 | 2N3640 | BCY72 | 2N4032 | (2N2905A) | 2N4910 | (2N3632) |
| 2N3253 | (BSX59) | 2N3642 | (BC337) | 2N4033 | BD140 | 2N4911 | (2N3632) |
| 2N3261 | 2N2221A | 2N3643 | 2N2218 | 2N4036 | 2N4036 | 2N4913 | BDY38 |
| 2N3287 - 3294 | (BC547) | 2N3644 | (BC327) | 2N4037 | BD138 | 2N4916 | (2N2905) |
| 2N3299 | 2N2218 | 2N3645 | 2N2905A | 2N4040 | BZX93 | 2N4918 | (BD132) |
| 2N3300 | BSX60 | 2N3646 | BSX20 | 2N4041 | BLX92 | 2N4919 | (BD138) |
| 2N3301 | 2N2222 | 2N3655 – 3658 | BTY87-400R | 2N4046 | 2N2219A | 2N4920 | (BD140) |
| 2N3302 | 2N2222 | 2N3662 | 2N918 | 2N4047 | BSX59 | 2N4921 | (BD131) |
| 2N3304 | BSX20 | 2N3663 | BFY90 | 2N4058 | (BCY72) | 2N4922 | (BD137) |
| 2N3309 | (2N3866) | 2N3680 | 2N2484 | 2N4072 | 2N2368 | 2N4923 | (BD139) |
| 2N3327 | (2N3375) | 2N3684 | BFW11 | 2N4077 | AD161 | 2N4933 | BLY93A |
| 2N3368 | (BF245C) | 2N3685 | BFW12 | 2N4078 | AD162 | 2N4951 | (BC337) |
| 2N3369 | (BF245B) | 2N3686 | BFW13 | 2N4079 | AD161/162 | 2N4952 | (BC337) |
| 2N3370 | (BF245A) | 2N3687 | BFW13 | 2N4101 | BTY79-600R | 2N4953 | (BC337) |
| 2N3375 | BCY59 | 2N3704 | BC337 | 2N4122 | (2N2905) | 2N4954 | (BC338) |
| 2N3399 | (AF239) | 2N3705 | BC337 | 2N4125 | (BCY71) | 2N4977 | (BSV78) |
| 2N3402 | (BC338) | 2N3706 | BC338 | 2N4126 | (BCY70) | 2N4978 | (BSV79) |
| 2N3403 | (BC338) | 2N3712 | BD115 | 2N4127 | BLY92A | 2N4979 | (BSV80) |
| 2N3404 | (BC337) | 2N3713 | 2N3055 | 2N4128 | BLY93A | 2N5006 | (BD183) |
| 2N3405 | (BC337) | 2N3714 | (2N3772) | 2N4130 | 2N3055 | 2N5035 | (BDY20) |
| 2N3414 | (BC338) | 2N3715 | (2N3772) | 2N4139 | (BF245B) | 2N5036 | (2N3055) |
| 2N3415 | (BC338) | 2N3724 | BSX60 | 2N4143 | 2N2905A | 2N5037 | (2N3055) |
| 2N3416 | (BC337) | 2N3725 | BSX59 | 2N4220 | BFW13 | 2N5045 | (BFS21A) |
| 2N3417 | (BC337) | 2N3734 | BSX60 | 2N4221 | BFW12 | 2N5046 | (BFS21A) |
| 2N3436 | (BF245C) | 2N3735 | BSX59 | 2N4222 | BFW11 | 2N5047 | (BFS21A) |
| 2N3437 | (BF245B) | 2N3773 | (2N3442) | 2N4223 | BFW11 | 2N5054 | (2N3570) |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2N5070 | BLX13 | 2N5640 | (BSV80) | 2N5951 | BF245B | 2S36 | AF127 |
| 2N5071 | BLY93A | 2N5641 | BLY91A | 2N5952 | BF245B | 2S37 | AC132 |
| 2N5072 | (BFY90) | 2N5642 | BLY92A | 2N5953 | BF245A | 2S38 | AC128 |
| 2N5083 | (2N3055) | 2N5643 | BLY93A | 2N5992 | BLY93A | 2S39 | AC125 |
| 2N5090 | 2N3375 | 2N5644 | BLX67 | 2N5993 | BLY88A | 2S40 | ASY27 |
| 2N5103 | BFW12 | 2N5645 | BLX68 | 2N5994 | BLY94 | 2S41 | AF125 |
| 2N5104 | BFW12 | 2N5646 | BLX69 | 2N5995 | BLY87A | 2S42 | ASZ15 |
| 2N5105 | BFW11 | 2N5653 | (BSV78) | 2N5996 | BLY88A | 2S43 | AF125 |
| 2N5142 | 2N2905 | 2N5654 | (BSV79) | 2N6050 | BDX64 | 2S44 | AC128 |
| 2N5148 | (BSW66) | 2N5655 | (BF338) | 2N6051 | BDX64A | 2S45 | AF127 |
| 2N5152 | (BSW66) | 2N5668 | BF245A | 2N6052 | BDX64B | 2S49 | AF127 |
| 2N5163 | (BF245C) | 2N5669 | BF245B | 2N6053 | BDX62 | 2S52 | AF126 |
| 2N5170 | 2N3572 | 2N5670 | BF245C | 2N6054 | BDX62A | 2S53 | AF127 |
| 2N5178 | BLX95 | 2N5687 | BFS22A | 2N6055 | BDX63 | 2S54 | AC132 |
| 2N5179 | BFX89 | 2N5688 | BLY87A | 2N6056 | BDX63A | 2S56 | AC128 |
| 2N5197 | (BFQ11) | 2N5689 | BLY87A | 2N6057 | BDX65 | 2S60 | AF124 |
| 2N5213 | BD131 | 2N5690 | BLY89A | 2N6058 | BDX65A | 2S91 | AC128 |
| 2N5240 | (BDY97) | 2N5691 | BLY89A | 2N6059 | BDX65B | 2S92 | AF128 |
| 2N5262 | BFX34 | 2N5697 | BLX65 | 2N6080 | BLX67 | 2S93 | AF124 |
| 2N5284 | (BDY90) | 2N5698 | BLX66 | 2N6081 | BLY88A | 2S102 | (BC107) |
| 2N5288 | (BDY90) | 2N5699 | BLX67 | 2N6082 | BLY89A | 2S103 | (BC107) |
| 2N5293 | 2N3055 | 2N5700 | BLX68 | 2N6083 | BLY89A | 2S109 | AF125 |
| 2N5296 | BDY20 | 2N5701 | BLX69 | 2N6084 | BLW60 | 2S110 | AF125 |
| 2N5322 | (2N4036) | 2N5702 | BFS22A | 2N6136 | BLX69 | 2S112 | AF125 |
| 2N5323 | (2N4036) | 2N5704 | BLY88A | 2N6197 | BLY91A | 2S141 | AF125 |
| 2N5354 | (BC328) | 2N5705 | BLY89A | 2N6198 | BLY92A | 2S142 | AF125 |
| 2N5355 | (BC328) | 2N5706 | BLY89A | 2N6199 | BLY93A | 2S143 | AF125 |
| 2N5356 | (BC328) | 2N5707 | BLX13 | 2N6200 | BLY94 | 2S144 | AF127 |
| 2N5358 | BFW13 | 2N5708 | BLX14 | 2N6201 | BLY94 | 2S145 | AF125 |
| 2N5359 | BFW12 | 2N5709 | BLX15 | 2N6202 | BLX92 | 2S146 | AF126 |
| 2N5360 | BFW12 | 2N5711 | BLX91A | 2N6203 | BLX93 | 2S148 | AF126 |
| 2N5361 | BFW11 | 2N5712 | BLX92A | 2N6205 | BLX95 | 2S155 | AF124 |
| 2N5362 | BFW11 | 2N5713 | BLX93A | 2N6206 | BLX92 | 2S159 | AC125 |
| 2N5363 | BFW10 | 2N5714 | BLX94 | 2N6207 | BLX94 | 2S160 | AF124 |
| 2N5364 | BFW10 | 2N5716 | (BF245A) | 2NJ5A | AF124 | 2S163 | AC132 |
| 2N5365 | (BC327) | 2N5717 | (BF245B) | 2NJ8A | AF124 | 2S178 | AF124 |
| 2N5366 | (BC327) | 2N5718 | (BF245C) | 2NJ9A | AC128 | 2S179 | AF124 |
| 2N5367 | (BC327) | 2N5773 | BLX91 | 2NJ9D | AC128 | 2S301 | BCY32 |
| 2N5369 | 2N2222 | 2N5774 | BLX93 | 2NJ50 | AF124 | 2S302 | BCZ10 |
| 2N5421 | BD135 | 2N5776 | BLX95 | 2NJ51 | AF124 | 2S303 | (BCY34) |
| 2N5422 | BD135 | 2N5801 | 2N4858 | 2NU40 | AC125 | 2S304 | BCZ10 |
| 2N5447 | (BC328) | 2N5802 | 2N4857 | 2NU70 | AC125 | 2S322 | BCZ10 |
| 2N5448 | (2N2907) | 2N5803 | 2N4856 | 2NU72 | AC125 | 2S323 | BCZ11 |
| 2N5449 | (2N2222) | 2N5847 | BLY87A | 2S001 | BFY50 | 2S324 | (BCY72) |
| 2N5450 | (2N2222) | 2N5848 | BLY88A | 2S003 | ASY75 | 2S702 | (BC107) |
| 2N5451 | (2N2222) | 2N5849 | BLY89A | 2S014 | BFY50 | 2S703 | 2N930 |
| 2N5457 | BF245A | 2N5862 | BLY94 | 2S4 | AF127 | 2SA12 - 15 | AF126 |
| 2N5458 | BF245B | 2N5913 | BLX65 | 2S12 | AC128 | 2SA16 | AF127 |
| 2N5459 | BF245C | 2N5914 | BLX67 | 2S13 | AF127 | 2SA17 | AF126 |
| 2N5496 | (BDY20) | 2N5915 | BLX68 | 2S14 | AC125 | 2SA18 | AF126 |
| 2N5549 | 2N4857 | 2N5916 | BLX92 | 2S15 | AC128 | 2SA19 | AF124 |
| 2N5550 | (BF178) | 2N5917 | BLX92 | 2S22 | AC128 | 2SA20 | AF124 |
| 2N5551 | (BF178) | 2N5918 | BLX93 | 2S24 | AC132 | 2SA21 | AF124 |
| 2N5589 | BLY87A | 2N5922 | BLX92 | 2S25 | AF124 | 2SA22 | AF126 |
| 2N5590 | BLY88A | 2N5923 | BLX92 | 2S30 | AF126 | 2SA23 | AF127 |
| 2N5591 | BLY89A | 2N5924 | BLX93 | 2S31 | AF127 | 2SA24 | AF124 |
| 2N5635 | BLX92 | 2N5941 | BLX14 | 2S32 | AC132 | 2SA25 | AF124 |
| 2N5636 | BLX93 | 2N5942 | BLX15 | 2S33 | AC132 | 2SA27 | AF125 |
| 2N5638 | (BSV78) | 2N5949 | BF245C | 2S34 | AC128 | 2SA28 | AF125 |
| 2N5639 | (BSV79) | 2N5950 | BF245C | 2S35 | AF127 | 2SA29 | AF125 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2SA30 | AF126 | 2SA132 | AF124 | 2SA236 | AF127 | 2SA358 | ASY77 |
| 2SA31 | AF127 | 2SA133 | AF125 | 2SA237 | AF127 | 2SA360 | (AF124) |
| 2SA35 | AF126 | 2SA134 | (AF139) | 2SA238 | AF239 | 2SA361 | (AF139) |
| 2SA36 – 42 | AF127 | 2SA135 | (AF139) | 2SA239 | AF139 | 2SA364 | (AF125) |
| 2SA43 | AF125 | 2SA136 | AF124 | 2SA240 | (AF139) | 2SA365 | (AF124) |
| 2SA44 | AF124 | 2SA137 | AF124 | 2SA241 | (AF139) | 2SA367 | (AF124) |
| 2SA45 | AF124 | 2SA138 | AF127 | 2SA242 | (AF139) | 2SA368 | (AF124) |
| 2SA48 | AF125 | 2SA139 | AF127 | 2SA246 | BC178 | 2SA369 | (AF125) |
| 2SA49 | AF126 | 2SA141 | AF127 | 2SA250 | AF124 | 2SA377 | (AF139) |
| 2SA50 | 2N1309 | 2SA142 | AF127 | 2SA251 | ASY26 | 2SA380 | AF124 |
| 2SA51 | AF127 | 2SA143 | AF126 | 2SA252 | AF127 | 2SA381 | AF124 |
| 2SA52 | AF126 | 2SA144 | AF126 | 2SA254 | AF127 | 2SA382 | AF124 |
| 2SA53 | AF127 | 2SA145 – 149 | AF127 | 2SA255 | AF127 | 2SA383 | AF124 |
| 2SA57 | AF124 | 2SA151 | AF124 | 2SA256 | AF125 | 2SA384 | AF124 |
| 2SA58 | AF124 | 2SA152 | AF126 | 2SA257 | AF125 | 2SA400 | AF124 |
| 2SA59 | AF127 | 2SA153 | AF127 | 2SA258 | AF126 | 2SA403 | (AF139) |
| 2SA60 | AF126 | 2SA154 | AF126 | 2SA259 | AF126 | 2SA408 | |
| 2SA61 | AF124 | 2SA155 | AF127 | 2SA260 | AF139 | 2SA422 | AF139 |
| 2SA65 | ASY27 | 2SA156 | AF127 | 2SA266 | AF124 | 2SA428 | (AF239) |
| 2SA66 | 2N1307 | 2SA157 | AF126 | 2SA267 | AF125 | 2SA432 | (AF139) |
| 2SA67 | 2N1309 | 2SA159 | AF126 | 2SA268 | AF125 | 2SA433 | (AF124) |
| 2SA69 | AF126 | 2SA160 | AF126 | 2SA269 | AF124 | 2SA434 | (AF239) |
| 2SA70 | AF126 | 2SA161 | (AF139) | 2SA270 | AF124 | 2SA435 | (AF239) |
| 2SA71 | AF124 | 2SA162 | AF139 | 2SA271 | AF124 | 2SA447 | (AF239) |
| 2SA72 | AF127 | 2SA163 | AF139 | 2SA272 | AF124 | 2SA448 | AF239 |
| 2SA73 | AF126 | 2SA165 | AF139 | 2SA275 | AF126 | 2SA453 – 456 | AF239 |
| 2SA74 | AF124 | 2SA166 | AF139 | 2SA277 | (AF126) | 2SA457 | AF126 |
| 2SA75 | AF124 | 2SA167 | AF127 | 2SA278 | (AF126) | 2SA468 | AF127 |
| 2SA76 | AF124 | 2SA168 | AF127 | 2SA279 | (AF126) | 2SA469 | AF127 |
| 2SA77 | AF124 | 2SA175 | AF124 | 2SA282 | 2N1305 | 2SA470 | AF126 |
| 2SA78 | (ASY80) | 2SA176 | AF126 | 2SA284 | 2N1305 | 2SA471 | AF127 |
| 2SA80 | AF124 | 2SA178 | AF126 | 2SA285 | AF124 | 2SA472 | AF126 |
| 2SA81 | AF124 | 2SA180 – 184 | AF127 | 2SA286 | AF124 | 2SA477 | AF125 |
| 2SA82 | AF125 | 2SA188 – 191 | AF124 | 2SA287 | AF124 | 2SA480 | BC178 |
| 2SA83 | AF124 | 2SA192 | AF126 | 2SA288 | (AF139) | 2SA495 | BC178 |
| 2SA84 | AF126 | 2SA193 | AF127 | 2SA289 | (AF139) | 2SA509 | BC177 |
| 2SA85 | AF124 | 2SA194 | AF124 | 2SA290 | (AF139) | 2SA530 | BC177 |
| 2SA86 | AF125 | 2SA195 – 199 | AF127 | 2SA291 | AF124 | 2SA539 | BC327 |
| 2SA89 | AF124 | 2SA200 | AF127 | 2SA293 | | 2SA546 | |
| 2SA90 | AF124 | 2SA201 | AF127 | 2SA295 | AF127 | 2SA547 | BD236 |
| 2SA92 | AF126 | 2SA202 | AF127 | 2SA296 | AF127 | 2SA550 | BC159 |
| 2SA93 | AF126 | 2SA203 | AF127 | 2SA297 | AF127 | 2SA561 | BC327 |
| 2SA94 | AF125 | 2SA204 | AF126 | 2SA298 | AF124 | 2SA564 | BC178 |
| 2SA101 – 105 | AF124 | 2SA206 | 2N1305 | 2SA299 – 302 | AF127 | 2SA565 | BC327 |
| 2SA106 | AF127 | 2SA209 | AF127 | 2SA307 | AF125 | 2SA566 | (BD238) |
| 2SA107 | AF127 | 2SA210 | AF126 | 2SA313 – 316 | AF124 | 2SA578 | BC177 |
| 2SA108 – 113 | AF124 | 2SA213 | (AF139) | 2SA322 | AF124 | 2SA666 | BC549 |
| 2SA115 | ASY26 | 2SA214 | AF125 | 2SA323 | AF124 | 2SA671 | BD438 |
| 2SA116 | (AF239) | 2SA215 | AF126 | 2SA324 | AF124 | 2SA672 | BC557 |
| 2SA117 | (AF239) | 2SA216 | (AF139) | 2SA340 | AF124 | 2SA673 | BC327 |
| 2SA118 | (AF239) | 2SA218 | AF126 | 2SA341 | AF124 | 2SA677 | BC328 |
| 2SA121 | AF125 | 2SA219 – 223 | AF126 | 2SA342 | AF127 | 2SA678 | BC327 |
| 2SA122 | AF125 | 2SA224 | AF125 | 2SA343 | (AF139) | 2SA683 | (BC327) |
| 2SA123 | AF125 | 2SA226 | AF125 | 2SA345 – 349 | (AF139) | 2SA704 | BC328 |
| 2SA124 | AF124 | 2SA227 | AF126 | 2SA350 | (AF124) | 2SA705 | BC327 |
| 2SA125 | AF124 | 2SA229 | AF139 | 2SA351 | AF124 | 2SA715 | BD234 |
| 2SA128 | 2N1309 | 2SA230 | AF139 | 2SA352 | AF124 | 2SA719 | BC328 |
| 2SA129 | 2N1308 | 2SA233 | AF126 | 2SA353 | AF124 | 2SA730 | BC328 |
| 2SA130 | AF124 | 2SA234 | AF124 | 2SA354 | AF126 | 2SA749 | BSV68 |
| 2SA131 | AF125 | 2SA235 | AF127 | 2SA357 | AF124 | 2SB12 | AC125 |

| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2SB13 | AC128 | 2SB122 | ASZ15 | 2SB249 | ASZ18 | 2SB459 | AC128 |
| 2SB19 | AC162 | 2SB123 | ASZ16 | 2SB252A | ASZ18 | 2SB461 | ASY77 |
| 2SB20 | AC162 | 2SB124 | ASZ15 | 2SB253 | ASZ18 | 2SB462 | ASZ18 |
| 2SB22 | AC132 | 2SB125 | ASZ16 | 2SB254 | AC125 | 2SB463 | (AD162) |
| 2SB23 | AC128 | 2SB126 | AD162 | 2SB255 | AC128 | 2SB465 | ASZ18 |
| 2SB32 | AC120 | 2SB128 | ASZ15 | 2SB257 | (AC125) | 2SB470 | (AC132) |
| 2SB33 | AC128 | 2SB129 | ASZ15 | 2SB261 | AC125 | 2SB471 | ASZ16 |
| 2SB34 | AC128 | 2SB134 | AC125 | 2SB262 | AC125 | 2SB472 | ASZ18 |
| 2SB37 | AC128 | 2SB135 | AC125 | 2SB263 | AC128 | 2SB473 | (AD162) |
| 2SB38 | AC128 | 2SB136 | AC128 | 2SB264 | AC125 | 2SB474 | (BD132) |
| 2SB39 | AC126 | 2SB140 | ASZ16 | 2SB271 | (AC128) | 2SB475 | AC128 |
| 2SB40 | AC126 | 2SB141 | ASZ15 | 2SB282 | ASZ15 | 2SB481 | AD162 |
| 2SB43 | AC188 | 2SB147 | ASZ15 | 2SB283 | ASZ16 | 2SB482 | (AC128) |
| 2SB44 | AC128 | 2SB148 | ASZ18 | 2SB284 | ASZ17 | 2SB486 | (AC128) |
| 2SB46 | AC125 | 2SB149 | ASZ16 | 2SB285 | ASZ18 | 2SB492 | AD162 |
| 2SB47 | AC125 | 2SB153 | AC125 | 2SB302 | AF125 | 2SB493 | (ASZ16) |
| 2SB48 | AC125 | 2SB154 | AC132 | 2SB303 | BC179 | 2SB494 | AC188 |
| 2SB49 | AC132 | 2SB155 | AC128 | 2SB304 | AC125 | 2SB495 | AC188 |
| 2SB50 | AC132 | 2SB156 – 160 | AC128 | 2SB317 | (AC128) | 2SB496 | AC188 |
| 2SB51 | AC128 | 2SB161 | AC125 | 2SB324 | (ASY80) | 2SB497 | AC128 |
| 2SB52 | AC128 | 2SB162 | AC128 | 2SB325 | AC126 | 2SB512A | BD238 |
| 2SB53 | AC132 | 2SB163 | AC128 | 2SB329 | AC125 | 2SB513A | BD238 |
| 2SB54 | AC125 | 2SB164 | AC128 | 2SB335 | (AF126) | 2SC11 | ASY73 |
| 2SB55 | AC128 | 2SB165 | AC125 | 2SB336 | AC126 | 2SC13 | AC127 |
| 2SB56 | AC132 | 2SB166 | AC128 | 2SB337 | ASZ16 | 2SC14 | 2N1308 |
| 2SB57 | AC128 | 2SB167 | AC128 | 2SB339 | ASZ18 | 2SC16 | BC108 |
| 2SB58 | AC132 | 2SB168 | AC126 | 2SB340 | (ASZ15) | 2SC17 | BC108 |
| 2SB59 | AC126 | 2SB169 | AC128 | 2SB341 | (ASZ15) | 2SC21 | 2N3055 |
| 2SB60 | AC128 | 2SB170 | AC125 | 2SB345 | AC126 | 2SC23C | (BD137) |
| 2SB61 | AC132 | 2SB171 | AC125 | 2SB346 | AC126 | 2SC27 | 2N2218 |
| 2SB65 | AC125 | 2SB172 | AC132 | 2SB347 | AC126 | 2SC29 | 2N1613 |
| 2SB66 | AC125 | 2SB173 | AC125 | 2SB348 | AC126 | 2SC33 | 2N1613 |
| 2SB68 | ASY77 | 2SB174 | AC128 | 2SB364 | AC128 | 2SC34 | AC187 |
| 2SB69 | ASZ16 | 2SB175 | AC126 | 2SB365 | AC128 | 2SC35 | AC187 |
| 2SB70 | AC126 | 2SB176 | AC128 | 2SB367 | (AD162) | 2SC36 | 2N1308 |
| 2SB71 | AC126 | 2SB177 | ASY77 | 2SB368 | (AD162) | 2SC39A | BC108 |
| 2SB73 | (AC125) | 2SB178 | AC128 | 2SB370 | AC128 | 2SC40 | BF115 |
| 2SB74 | AC125 | 2SB179 | AC128 | 2SB371 | AC128 | 2SC41 | BDY20 |
| 2SB75 | AC125 | 2SB182 | AF124 | 2SB376 | (AC128) | 2SC42A | BDY20 |
| 2SB76 | AC126 | 2SB183 | AC126 | 2SB377 | AC126 | 2SC43 | BDY20 |
| 2SB77 | AC132 | 2SB184 | AC125 | 2SB378 | AC125 | 2SC44 | BDY20 |
| 2SB78 | AC126 | 2SB185 | AC125 | 2SB379 | AC126 | 2SC50 | 2N1308 |
| 2SB79 | AC128 | 2SB186 | AC125 | 2SB380 | AC126 | 2SC53 | BF115 |
| 2SB89 | AC128 | 2SB187 | AC125 | 2SB381 | (ASY80) | 2SC55 | BSX20 |
| 2SB90 | AC125 | 2SB188 | AC128 | 2SB382 | BC179 | 2SC56 | BSX19 |
| 2SB91 | AC132 | 2SB189 | AC128 | 2SB383 | BC179 | 2SC70 | BF336 |
| 2SB92 | AC128 | 2SB190 | AC125 | 2SB389 | AC128 | 2SC71 | 2N1308 |
| 2SB94 | AC128 | 2SB191 | AC125 | 2SB400 | AC128 | 2SC72 | 2N1308 |
| 2SB95 | AC128 | 2SB192 | AC125 | 2SB405 | AC188/01 | 2SC73 | BF173 |
| 2SB96 | AC128 | 2SB193 – 200 | AC128 | 2SB407 | ASZ16 | 2SC75 | BF173 |
| 2SB97 | AC126 | 2SB201 | AC126 | 2SB415 | AC128 | 2SC76 | BF173 |
| 2SB98 | AC125 | 2SB202 | AC128 | 2SB421 | (ASY77) | 2SC77 | BF173 |
| 2SB99 | AC125 | 2SB219 – 227 | AC128 | 2SB424 | ASZ15 | 2SC78 | ASY74 |
| 2SB100 | AC125 | 2SB228 | (ASZ18) | 2SB425 | ASZ15 | 2SC80 | BC108 |
| 2SB101 – 105 | AC128 | 2SB229 | ASZ15 | 2SB426 | ASZ17 | 2SC89 | ASY74 |
| 2SB110 | AC125 | 2SB232 | (ASZ15) | 2SB439 | AC125 | 2SC90 | ASY73 |
| 2SB111 | AC125 | 2SB242 | AD162 | 2SB440 | AC128 | 2SC91 | ASY73 |
| 2SB112 | AC132 | 2SB246 | AD162 | 2SB443 | AC188 | 2SC99 | BC108 |
| 2SB113 – 117 | AC125 | 2SB247 | AD162 | 2SB444A | AC128 | 2SC100 | 2N1613 |
| 2SB120 | AC125 | 2SB248 | AC128 | 2SB452 | (AC125) | 2SC108 | 2N1711 |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2SC120 | 2N1711 | 2SC321 | BC337 | 2SC633 | BC547 | 2SC871 | BC545 |
| 2SC121 | 2N1711 | 2SC352 | 2N2218 | 2SC634 | BC547 | 2SC894 | BC548 |
| 2SC122 | 2N2369 | 2SC353 | 2N2218 | 2SC641 | BC547 | 2SC895 | (BU133) |
| 2SC124 | 2N1711 | 2SC360 | BC107 | 2SC644 | BC549 | 2SC897 | (BDY90) |
| 2SC129 | 2N1308 | 2SC362 | BC548 | 2SC645 | BF184 | 2SC899 | BC547 |
| 2SC150 | BFY50 | 2SC366 | BC337 | 2SC646 | 2N3055 | 2SC907 | BC107 |
| 2SC154 | BF336 | 2SC367 | BC337 | 2SC647 | (2N3055) | 2SC917 | (BF336) |
| 2SC155 | BC108 | 2SC368 | BC107 | 2SC648 | BC548 | 2SC918 | BF199 |
| 2SC156 | BC108 | 2SC369 | BC547 | 2SC649 | BF495 | 2SC926 | BF336 |
| 2SC160 | BF184 | 2SC371 - 374 | BC547 | 2SC650 | BF495 | 2SC929 | BF494 |
| 2SC172 | BSX20 | 2SC375 | BFX44 | 2SC657 | BF199 | 2SC930 | BF494 |
| 2SC173 | 2N1308 | 2SC377 | BC547 | 2SC668 | BF199 | 2SC931 | (BD437) |
| 2SC174A | BF200 | 2SC379 | BC107 | 2SC680 | (BU133) | 2SC932 | BD433 |
| 2SC175 – 178 | 2N1308 | 2SC380 | BF199 | 2SC681 | BDY98 | 2SC935 | BU126 |
| 2SC179 | AC187 | 2SC389 | BCZ11 | 2SC682 | BF199 | 2SC936 | BU132 |
| 2SC180 | AC187 | 2SC394 | BCZ11 | 2SC683 | BF180 | 2SC937 | BU205 |
| 2SC181 | (2N1308) | 2SC401 - 404 | BC547 | 2SC684 | BF181 | 2SC947 | BF181 |
| 2SC182 | (BC108) | 2SC408 | 2N1613 | 2SC685 | (BU126) | 2SC948 | BF183 |
| 2SC183 | BF115 | 2SC429 | BF200 | 2SC689 | BSX20 | 2SC957 | BFX44 |
| 2SC184 | BF115 | 2SC430 | BF200 | 2SC693 | BC547 | 2SC984 | BC337 |
| 2SC185 | (BC108) | 2SC454 | BF494 | 2SC696 | (BD237) | 2SC1000 | BF547 |
| 2SC186 | BF196 | 2SC458 | BC547 | 2SC697 | (2N3055) | 2SC1012 | BF336 |
| 2SC187 | BF196 | 2SC460 | BF185 | 2SC707 | BF180 | 2SC1013 | BD233 |
| 2SC188 | 2N2218 | 2SC461 | BF184 | 2SC710 | BF494 | 2SC1014 | BD233 |
| 2SC189 | 2N2218A | 2SC463 | (BF180) | 2SC711 | BC547 | 2SC1018 | BD237 |
| 2SC191 - 194 | 2N1711 | 2SC464 | BF185 | 2SC715 | BC547 | 2SC1030 | BDY90 |
| 2SC196 | BSX20 | 2SC465 | BF185 | 2SC717 | BF181 | 2SC1034 | (BU205) |
| 2SC197 | BFY51 | 2SC466 | BF185 | 2SC728 | BF337 | 2SC1047 | BF198 |
| 2SC199 | 2N1711 | 2SC468 | BSX19 | 2SC731 | AF115 | 2SC1055 | (BDY90) |
| 2SC206 | BC107 | 2SC470 | BF336 | 2SC732 | AF115 | 2SC1056 | (BF338) |
| 2SC220 | BFY51 | 2SC477 | BF184 | 2SC733 | BC547 | 2SC1059 | (BU132) |
| 2SC221 | BFY52 | 2SC479 | BFY50 | 2SC735 | BC107 | 2SC1060 | BD437 |
| 2SC222 | BSW67 | 2SC482 | 2N1711 | 2SC736 | 2N3055 | 2SC1061 | BD437 |
| 2SC228 | 2N1613 | 2SC485 | BF337 | 2SC761 | BF180 | 2SC1086 | (BU208) |
| 2SC233 | 2N1711 | 2SC490 | (BD235) | 2SC762 | BF180 | 2SC1117 | BF180 |
| 2SC242 | 2N3055 | 2SC493 | BDY20 | 2SC772 | BF198 | 2SC1123 | (BFX44) |
| 2SC266 | BC108 | 2SC494 | BDY20 | 2SC773 | BC337 | 2SC1126 | BF44 |
| 2SC269 | (BFX44) | 2SC509 | BFY51 | 2SC777 | (BFY44) | 2SC1128 | (BFX44) |
| 2SC270 | AF239 | 2SC511 | (BFX34) | 2SC778 | (BFY44) | 2SC1129 | BF199 |
| 2SC271 | (BF183) | 2SC535 | BF183 | 2SC781 | BF180 | 2SC1162 | BD233 |
| 2SC273 | 2N1711 | 2SC536 | BC547 | 2SC784 | BF199 | 2SC1172 | (BU108) |
| 2SC281 | BC107 | 2SC537 | BC548 | 2SC785 | BF199 | 2SC1174 | BU208 |
| 2SC282 | BFY50 | 2SC538 | BC547 | 2SC793 | BDY20 | 2SC1204 | BC547 |
| 2SC283 | 2N1613 | 2SC539 | BC549 | 2SC795 | (BU132) | 2SC1205 | BF494 |
| 2SC284 | 2N1711 | 2SC540 | BC109 | 2SC804 | BFY90 | 2SC1212A | BD237 |
| 2SC287 | (BF183) | 2SC542 | 2N3632 | 2SC805 | BSW66 | 2SC1213 | BC337 |
| 2SC288 | (BF183) | 2SC549 | 2N3632 | 2SC806 | BDY98 | 2SC1214 | (BC337) |
| 2SC289 | (BFY90) | 2SC550 | 2N3927 | 2SC807 | BDY98 | 2SC1215 | BF183 |
| 2SC291 | BD115 | 2SC562 | BF167 | 2SC814 | BC338 | 2SC1226A | BD235 |
| 2SC292 | BD115 | 2SC563 | 2N1613 | 2SC815 | BC337 | 2SC1304 | (BU132) |
| 2SC293 | BD115 | 2SC587 | BC547 | 2SC826 | 2N1711 | 2SC1317 | BC338 |
| 2SC297 | BD131 | 2SC588 | 2N1711 | 2SC828 | BC547 | 2SC1318 | (BC337) |
| 2SC298 | BD131 | 2SC605 | 2N1613 | 2SC829 | BF494 | 2SC1327 | BC547 |
| 2SC298S | BD115 | 2SC609 | (BFY44) | 2SC838 | BC547 | 2SC1328 | BC547 |
| 2SC299 | BD131 | 2SC611 | BFY90 | 2SC840 | 2N3055 | 2SC1335 | BC549 |
| 2SC299S | BD115 | 2SC614 | (BD237) | 2SC856 | (BF337) | 2SC1342 | BF494 |
| 2SC313 | BFY90 | 2SC620 | BC337 | 2SC857 | BF337 | 2SC1346 | BC338 |
| 2SC316 | (BC107) | 2SC629 | (BF183) | 2SC858 | BC548 | 2SC1347 | (BC337) |
| 2SC318 | BC107 | 2SC631 | BC547 | 2SC867 | (BU133) | 2SC1359 | BF494 |
| 2SC320 | (BC107) | 2SC632 | BC547 | 2SC870 | BC547 | 2SC1360 | (BF199) |

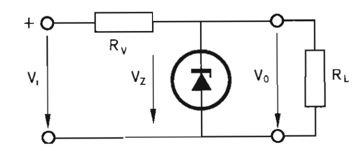
| Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto | Tipo | Substituto |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 2SC1398 | BD235 | 2SD198 | BU126 | 2T520 to 523 | ASY73 | 8E | AF127 |
| 2SD24 | BU126 | 2SD199 | BU132 | 2T552 | ASY74 | 8E | AF127 |
| 2SD25 | AC127 | 2SD200 | BU205 | 2T681 | AC127 | 8G7 | AF127 |
| 2SD28 | (BD437) | 2SD201 | 2N3055 | 2T682 | ASY73 | 10/2 | BY126 |
| 2SD29 | (BD237) | 2SD203 | BDY20 | 2T701 | ASY74 | 10B2 | BYX38-300 |
| 2SD30 | AC127 | 2SD226A | (BD235) | 2T2001 | AF124 | 10B8 | BYX38-1200 |
| 2SD33 | AC127 | 2SD234 | (BD437) | 2T3011 | ASZ16 | 10D1 | BY126 |
| 2SD34 | AC127 | 2SD235 | BD437 | 2T3021 | ASZ15 | 10D2 | BY126 |
| 2SD35 | AC187 | 2SD261 | BC337 | 2V633 | ASY80 | 10D4 | BY126 |
| 2SD36 | AC187 | 2SD290 | (2N3055) | 2WMT4 | BYX42-600R | 10D6 | BY127 |
| 2SD37 | AC127 | 2SD291 | (BD235) | 2WMT6 | BYX40-600R | 10D10 | BYX45-1000 |
| 2SD38 | AC127 | 2SD292 | (BD235) | 2X103G | AC125 | 10J2 | BY126 |
| 2SD43 | AC187 | 2SD299 | BU208 | 2X104G | AC125 | 10J2F | BY126 |
| 2SD44 | AC187 | 2SD300 | BU208 | 2X106G | OA95 | 10P | |
| 2SD45 | BDY20 | 2SD312 | BU132 | 3MC | AF124 | 10R2 | BYX38-300 |
| 2SD46 | BDY20 | 2SD317A | BD237 | 3N25/501 | AF125 | 10R2R | BYX38-300R |
| 2SD47 | BDY20 | 2SD318A | BD237 | 3N34 | BC109 | 11J2 | BY126 |
| 2SD53 | 2N3055 | 2SD321 | BDY98 | 3N35 | BC108 | 11J2F | BY126 |
| 2SD56 | (BU133) | 2SD334 | (2N3055) | 3N56 y 57 | AC187 | 11Z4 | BZY88-C4V3 |
| 2SD61 – 66 | AC127 | 2SD350 | (BU108) | 3N71 | BF196 | 11Z6 | BZY88-C3V3 |
| 2SD72 | AC187 | 2SK17 | BSF28 | 3N73 | BF196 | 12J2 | BY126 |
| 2SD75 | AC127 | 2T11 – 17 | AC128 | 3N83 | (BRY39) | 12J2F | BY126 |
| 2SD77 | AC127 | 2T20 – 26 | AC128 | 3N84 | (BRY39) | 12P2 | BAX17 |
| 2SD82 | 2N3055 | | | 3N87 | BC107 | 12R2 | BYX25-600 |
| 2SD83 | (BDY90) | | | 3N88 | BC107 | 12T2 | BFY50 |
| 2SD88 | BDY98 | 2T51 | ASY73 | 3N140 | (BFS28) | 12Z4 | BFY50 |
| 2SD91 | 2N3055 | 2T52 | ASY73 | 3N141 | (BFS28) | 12Z6 | (BZY88-C3V6 |
| 2SD92 | 2N3055 | 2T53 | ASY74 | 3N153 | (BSV81) | 13J2 | BA148 |
| 2SD96 | (AC187/01) | 2T54 | ASY74 | 3NU40 | AC125 | 13J2F | BY126 |
| 2SD100 | AC127 | 2T61 | ASY73 | 3NU70 | AC125 | 13P1 | AAZ18 |
| 2SD104 | AC127 | 2T62 | ASY73 | 3T508 | BY127 | 13P2 | (BAX15) |
| 2SD105 | AC187 | 2T63 | ASY74 | 4/10 | OA95 | 13Z4 | BZX79-C5V1 |
| 2SD111 | (2N3772) | 2T64(R) | ASY74 | 4/12 | OA95 | 13Z6 | (BZY88-C3V9 |
| 2SD118 | 2N3442 | 2T65(R) | ASY74 | 4C28 | BFY55 | 14J2 | BY126 |
| 2SD120 | (BD235) | 2T66(R) | ASY75 | 4JD1A17 | AC132 | 14J2F | BY126 |
| 2SD124A | 2N3055 | 2T67 | ASY75 | 4JX1E850 | AC127 | 14P1 | (AAZ17) |
| 2SD127 | AC127 | 2T71 | ASY73 | 4JX2A601 | AC127 | 14P2 | (BAX16) |
| 2SD128 | AC127 | 2T72 | ASY73 | 4JX2A816 | AC127 | 14R2 | (BYX38-600) |
| 2SD130 | (BD235) | 2T73R | ASY74 | 4NU40 | AC125 | 14Z4 | BZX79-C7V5 |
| 2SD141 | 2N3055 | 2T74 | ASY74 | 4NU70 | AC125 | 14Z6 | (BZY88-C4V3) |
| 2SD142 | 2N3055 | 2T75R | ASY73 | 4T508 | BY127 | 15J2 | BY126 |
| 2SD143 | (2N3632) | 2T76 | ASY75 | 5/2 | AC125 | 15P1 | (AAZ15) |
| 2SD146 | (2N3632) | 2T77R | ASY73 | 5/4 | AA119 | 15P2 | (BAV10) |
| 2SD147 | (2N3632) | 2T78R | ASY73 | 5/5 | AA119 | 15R2 | BYX25-600 |
| 2SD150 | (BD131) | 2T88 | ASY73 | 5/6 | OA95 | 15Z4 | BZX79-C9V1 |
| 2SD154 | BDY20 | 2T89 | ASY73 | 5/61 | OA95 | 15Z6 | (BZX79-C4V7) |
| 2SD157 | (BU126) | 2T201 – 205 | AF125 | 5/62 | OA95 | 16J2 | BYX10 |
| 2SD167 | AC127 | 2T311 | AC132 | 5A8 | BY127 | 16J2F | BYX10 |
| 2SD168 | (AC127) | 2T312 | AC132 | 5E4 | BY126 | 16P1 | BA218 |
| 2SD170 | AC187 | 2T313 | AC132 | 5E8 | BY127 | 16P2 | (BAV10) |
| 2SD173 | 2N3055 | 2T314 | AC132 | 5J180 | AA119 | 16Z4 | BZX79-C12 |
| 2SD174 | BD182 | 2T315 | AC132 | 5J180E | OA90 | 16Z6 | (BZX79-C5V1) |
| 2SD176 | 2N3055 | 2T321 | AC128 | 5MA8 | BY127 | 17P1 | (AAZ15) |
| 2SD178 | AC127 | 2T322 | AC128 | 5NR | BYX42-900 | 17P2 | BA218 |
| 2SD180 | 2N3055 | 2T323 | AC128 | 6F15 | BYX48-300 | 17T1 | ASY80 |
| 2SD186 | AC187 | 2T383 | AC132 | 6MC | AF124 | 17Z4 | BZX79-C12 |
| 2SD187 | AC127 | 2T508 | BY127 | 6XT2 | AC125 | 17Z6 | (BZX79-C5V6) |
| 2SD189 | (2N3055) | 2T511 | ASY73 | 6WM10 | BYX32-1000 | 18J2 | (BY127) |
| 2SD193 | AC127 | 2T512 | ASY73 | 7OA | BAV10 | 18J2F | (BY127) |
| 2SD195 | AC187 | 2T513 | ASY73 | 8D | AF127 | 18P2 | (BAV10) |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 18T1 | AC128 | 38T1 | 2N1305 | 64J2 | BY127 | 126T1 | ASY80 |
| 18Z6 | (BZX79-C6V2) | 38Z6 | (BZX79-C4V7) | 64R2 | BYX42-900 | 127T1 | ASY80 |
| 19P1 | OA90 | 39T1 | 2N1307 | 64T1 | 2N1307 | 134P4 | BAW62 |
| 19P2 | (BAV10) | 39Z6 | (BZX79-C6V8 | 64Z6 | BZZ21 | 135P4 | BAW62 |
| 19Z6 | BZY96-C6V8) | 40J2 | BYX42-600 | 65J2 | BY127 | 136P4 | (BAW62) |
| 20MC | AF124 | 40J2K | BY126 | 65R2 | BYX42-900 | 137P4 | (BAW62) |
| 20Z6 | (BZX61-C7V5) | 40P1 | AA119 | 65T1 | 2N1309 | 139A | ASY73 |
| 21Z6 | (BZX61-C8V2) | 40Z4 | BZZ29 | 65Z6 | BZZ22 | 140A | ASY74 |
| 22P1 | BAW62 | 40Z6 | (BZX79-C7V5) | 66J2 | BY127 | 141A | ASY75 |
| 22R2(R) | BYX25-600(R) | 41HF20 | BYX52-300 | 66R2 | BYX42-900 | 147T1 | ASZ16 |
| 22SA57 | AF125 | 41HF60 | BYX52-900 | 66Z6 | BZZ23 | 150A | AF126 |
| 22SA95 | AF126 | 41HF80 | BYX52-1200 | 67J2 | BYX10 | 153T1 | AF127 |
| 22Z6 | (BZX61-C9V1) | 41P1 | AA119 | 70A | AC125 | 154T1 | AF126 |
| 23J2 | BYX10 | 41Z4 | BZZ24 | 71A | AC125 | 155T1 | AF126 |
| 23R2(R) | BYX25-600(R) | 41Z6 | (BZX79-C9V1) | 71RC10A | BTW23-600R | 156T1 | AF125 |
| 23Z6 | (BZX61-C10) | 42J2 | BAX18 | 71RC20A | BTW23-600R | 157T1 | AF124 |
| 24J2 | (BAX16) | 42R2 | BYX48-300 | 71RC30A | BTW23-600R | 159T1 | AF124 |
| 24R2(R) | BYX25-600(R) | 42R6 | BYX36-150 | 71RC40A | BTW23-600R | 160T1 | AF139 |
| 24Z6 | (BZX61-C11) | 42Z6 | (BZX79-C9V1) | 71RC50A | BTW23-600R | 161T1 | AF139 |
| 25J2 | BAX16 | 43P1 | AC125 | 71RC60A | BTW23-600R | 162J2 | (BY126) |
| 25P1 | AAZ15 | 43Z6 | (BZX79-C10) | 71RC70A | BTW23-800R | 162T1 | AF139 |
| 25R2(R) | BYX25-600(R) | 44P1 | AA119 | 71RC80A | BTW23-800R | 163J2 | (BY126) |
| 25T1 | AF126 | 44P2 | (BAX16) | 71RE60 | BTW23-600R | 164A | AF124 |
| 25Z6 | (BZX61-C12) | 44R2(R) | BYX38-600(R) | 71RE70 | BTW23-800R | 164J2 | BY126 |
| 26J2 | OA200 | 44T1 | AC128 | 71RE80 | BTW23-800R | 169A | AF126 |
| 26R2(R) | BYX25-800(R) | 45J2 | BA100 | 71Z4 | BZY91-C10 | 170A | AF125 |
| 26T1 | AF126 | 45P1 | BAX16 | 72A | AC132 | 171A | AF124 |
| 26Z6 | (BZX61-C13) | 45P2 | BAX16 | 73T1 | 2N2297 | 174A | ADZ12 |
| 27J2 | BAX16 | 46P1 | (AA119) | 74A | AC128 | 180T2 | BDY38 |
| 27R2(R) | BYX25-800(R) | 46P2 | (BA100) | 75A | AC126 | 180T2A | 2N3055 |
| 28A | ASZ15 | 47P2 | (BAX16) | 75D8 | BY127 | 180T2B | 2N3055 |
| 28J2 | OA200 | 48P2 | (BA100) | 75E8 | BY127 | 181T2 | (2N3442) |
| 28R2(R) | BYX25-1000(R) | 50D8 | BY127 | 76A | ASY76 | 181T2A | (2N3442) |
| 28Z6 | (BZX61-C15) | 50E8 | BY127 | 76Z4 | BZY91-C12 | 181T2B | (2N3442) |
| 29A | ASZ16 | 50J2 | BY127 | 77A | ASY77 | 181T2C | (2N3442) |
| 29P1 | BA219 | 50J4 | BA148 | 79A | AC128 | 182T2A | 2N3442 |
| 30P4 | BAV10 | 52J2 | BA148 | 79Z6 | BZY93-C7V5 | 182T2B | 2N3442 |
| 30R2(R) | BYX25-1000(R) | 52Z4 | BZZ14 | 80A | ASY80 | 205Z4 | BZZ14 |
| 31R2(R) | BYX52-300(R) | 53Z4 | BZZ15 | 80AS | BY127 | 206 | ASY73 |
| 31T1 | AF126 | 55Z4 | BZZ19 | 80H | BY127 | 206Z4 | BZZ15 |
| 31Z6 | (BZY88-C3V3) | 56Z4 | BZZ22 | 80Z6 | (BZY93-C7V5) | 207 | BSY73 |
| 32R2(R) | BYX52-600(R) | 57T1 | AC128/01 | 81Z6 - 88Z6 | BZY93 serie | 207Z4 | BZZ17 |
| 32T1 | AF126 | 57Z6 | BZZ14 | 90T2 | BSX21 | 208 | ASY73 |
| 32Z6 | BZY88-C3V3 | 58T1 | AC126 | 91T1 | AC125 | 208Z4 | BZZ18 |
| 33T1 | AF127 | 58Z6 | BZZ15 | 98T2 | BC107 | 209Z4 | BZZ19 |
| 33Z6 | (BZY88-C3V9) | 59T1 | AC126 | 99AT6 | AC128 | 210Z4 | BZZ20 |
| 34P1 | AAZ18 | 59Z6 | BZZ16 | 99B5 | AC128 | 211Z4 | BZZ21 |
| 34P4 | (BAX13) | 60J2 | BAX18 | 99BA6 | AF124 | 212Z4 | BZZ22 |
| 34PA4 | BA218 | 60T1 | AC126 | 99BE6 | AF124 | 213Z4 | BZZ24 |
| 34R2(R) | BYX52-900(R) | 60Z6 | (BZY93-C7V5) | 99L6 | AC127 | 215Z4 | BZZ24 |
| 34T1 | AF127 | 61J2 | BY126 | 99SQ7 | AC127 | 222 | AF127 |
| 34Z6 | (BZY88-C4V3) | 61T1 | AC126 | 104Z4 – 110Z4 | BZ996 serie | 223 | AF127 |
| 35T1 | AF127 | 61Z6 | (BCY93-C8V2) | 108T2 | 2N3772) | 225 | AF127 |
| 35Z6 | BZX79-C4V7 | 62J2 | BA148 | 109T2 | (2N3442) | 228 | AF126 |
| 36R2(R) | BYX52-900(R) | 62R2 | BYX42-600 | 111Z4 – 115Z4 | BZX61 serie | 234 | AF124 |
| 36T1 | AF127 | 62T1 | AC126 | 121-19 | AC128 | 254T1 | AF127 |
| 36Z6 | (BZX79-C5V1) | 62Z6 | BZY93-C9V1 | 121-27 | AC128 | 255T1 | AF127 |
| 37T1 | AF127 | 63J2 | BA148 | 121-44 | AF124 | 256T1 | AF125 |
| 37Z6 | (BZX79-C5V6 | 63T1 | AC126 | 121-45 | AF124 | 300 | AC126 |
| 38R2(R) | BYX52-1200(R) | 63Z6 | BZZ20 | 125T1 | ASY80 | 301 | AC126 |

| *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* | *Tipo* | *Substituto* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 302 | AC126 | 1095J2 | BY127 | 40234 | BCY58 | | |
| 310 | AC126 | 1095J2F | BY127 | 40251 | (2N3772) | | |
| 321T3 | ASY74 | 1095Z4F | BZX61-C10 | 40261 | 2N2904 | | |
| 322T1 | AC125 | 1096J2 | BY127 | 40290 | (2N3553) | | |
| 323T1 | AC126 | 1096J2F | BY127 | 40304 | (2N3553) | | |
| 324T1 | AC132 | 1101 | (BZX75-C2V8) | 40305 | (2N3553) | | |
| 350 | AC132 | 1102 | (BZY88-C3V3) | 40307 | (2N3632) | | |
| 352 | AC132 | 1103 | (BZY88-C3V9) | 40312 | (BD131) | | |
| 353 | AC132 | 1104 – 1133 | BZX79 series | 40360 | BD140 | | |
| 406Z4 | BZX79-C6V2 | 1204 | (BZY96-C4V7) | 40361 | BD139 | | |
| 409Z4 | BZX79-C9V1 | 1205 | (BZY96-C5V6) | 40362 | BD140 | | |
| 412Z4 | BZX79-C12 | 1206 | (BZY96-C6V8) | 40396N | AC127 | | |
| 420T1 | AC128 | 1207 –1247 | (BZY93 series) | 40396P | AC128 | | |
| 421T1 | AC128 | 1305 | BZX87-C5V6 | 40406 | BD138 | | |
| 456Z4 | BZZ15 | 1306 | BZX87-C6V8 | 40408 | BD139 | | |
| 459Z4 | BZZ19 | 1307 – 1339 | (BZX61 serie ) | 40409 | BD139 | | |
| 474 | 2N929 | 1340 | AC132 | 40410 | BD140 | | |
| 475 | 2N930 | 1343 | (BZX61-C43) | 40469 | (BC147) | | |
| 486T1 | AC125 | 1347 | (BZX61-C47) | 40482 | (BC107) | | |
| 501T1 | AF139 | 1350 | AC132 | 40519 | (2N2368) | | |
| 503T1 | AF139 | 1360 | AC132 | 40637 | 2N3866 | | |
| 504T1 | AC128 | 1390 | AF127 | 814044A | AC128 | | |
| 505T1 | AF124 | 1400 | AF127 | 815020 | AF124 | | |
| 508T1 | AF124 | 1410 | AF127 | 815021 | AF124 | | |
| 520T1 | AC128 | 4120 –4141 | (BZY93 serie ) | 815023 | AC128 | | |
| 521T1 | AC128 | 4220 – 4241 | BZY93...R serie | 815024 | AC128 | | |
| 536J2 – J2F | BY126 | 4320 – 4341 | (BZY93 serie ) | 815025 | AF124 | | |
| 537J2 | BY126 | 4420 – 4441 | BZY91...R serie | 815027 | AF124 | | |
| 537J2F | BY126 | 4520 – 4541 | (BZY91 serie ) | 815028 | AF124 | | |
| 538J2F | BY126 | 4620 – 4641 | BZY91...R serie | 815029 | AC128 | | |
| .539J2F | BY126 | 5320 – 5341 | BZX61 serie | 815030 | AC128 | | |
| 540J2F | BY126 | 5508 – 5511 | (BZY88 serie ) | 815031 | AC128 | | |
| 547J2F | BY126 | 5512 – 5541 | (BZX79 serie ) | 815034 | AC128 | | |
| 610C | BA218 | 7706 | (BZX75-C2V8) | 815036 | AF126 | | |
| 612C | BA218 | 7707 | (BZX75-C2V8 | 815037 | AF127 | | |
| 641T1 | AC132 | 7709 | (BZX75-C3V6) | 815038 | AC128 | | |
| 645T1 | AC126 | 7710 – 7713 | (BZY88 serie ) | 815041 | AF124 | | |
| 665T1 | AC126 | 7714 – 7741 | BZX61 serie | 815043 | AF124 | | |
| 687T1 | AC125 | 8121 | BZX79-C12 | 815068 | AC128 | | |
| 688T1 | AC125 | 8560 | BZX79-C5V6 | 815070A | AC128 | | |
| 689T1 | AC125 | 9390 | AC132 | 815075 | AC125 | | |
| 690T1 | AC125 | 9391 | AC132 | 815076 | AC127 | | |
| 691T1 | AC125 | 9971 | BZY88-C3V6 | 815103 | AF124 | | |
| 692T1 | AC125 | 9972 | BZY88-C4V3 | 815104 | AC128 | | |
| 830 | ASY74 | 9973 | BZX79-C5V1 | 815105 | AF124 | | |
| 904 | ASY74 | 9983 | BZX87-C5V1 | 825065 | AF124 | | |
| 905 | ASY74 | 9984 | BZX87-C6V2 | | | | |
| 909T1 | AC125 | 12119 | AC132 | | | | |
| 941T1 | AC128 | 12152 | AC132 | | | | |
| 965T1 | AC126 | 12153 | AF126 | | | | |
| 987T1 | AC125 | 12161 | AC128 | | | | |
| 988T1 | AC132 | 12163 | AF127 | | | | |
| 989T1 | AC125 | 12165 | AF127 | | | | |
| 990T1 | AC125 | 12166 | AF127 | | | | |
| 991T1 | AC125 | 12173 | AF127 | | | | |
| 992T1 | AC125 | 12178 | AF127 | | | | |
| 1032 – 1036 | AC132 | 25320 | (ASY80) | | | | |
| 1065Z4 | BZY96-C6V8 | 40022 | ASZ16 | | | | |
| 1075Z4F | BZX61-C7V5 | 40232 | (BC109) | | | | |
| 1085Z4 | BZX61-C10 | 40233 | (BC109) | | | | |

## APLICACIONES DE LOS DIODOS ZENER

Estabilización de tensiones

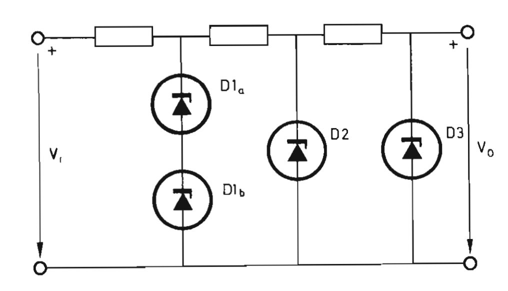



$$R_V \leqq \frac{V_{i\ mín} - V_{Z\ máx}}{I_{Z\ mín} + I_{L\ máx}}$$

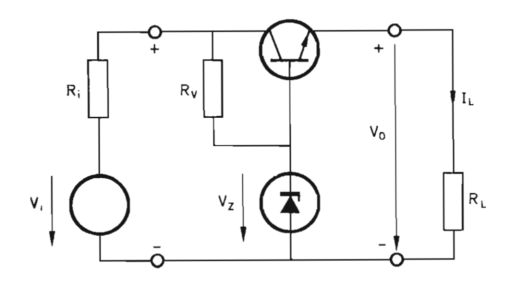
$$R_V \geqq \frac{V_{i\ máx} - V_{Z\ mín}}{(P_{AV\ máx} / V_{Z\ mín}) + I_{L\ mín}}$$

$$R_V \geqq \frac{V_{i\ máx} - V_{Z\ máx}}{(P_{AV\ máx} / V_{Z\ máx}) + I_{L\ mín}}$$

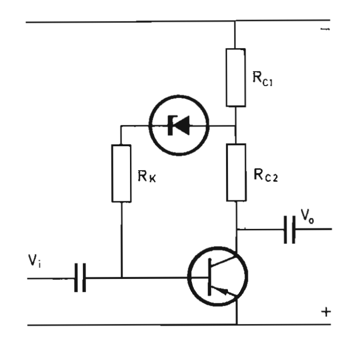
Estabilización de tensión en cascada



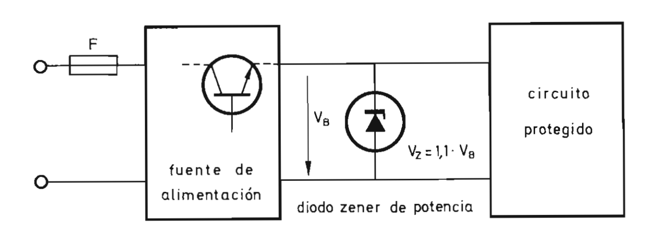

Estabilización de tensiones con transistor en serie



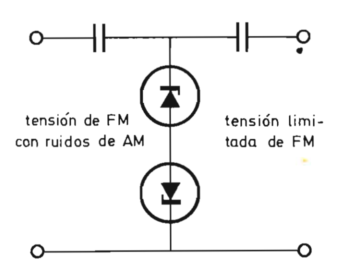

Producción de tensiones de polarización



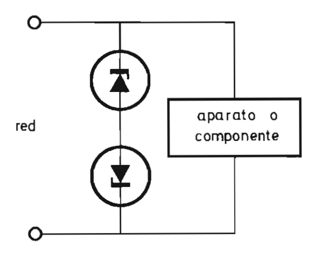

Limitación de sobretensiones



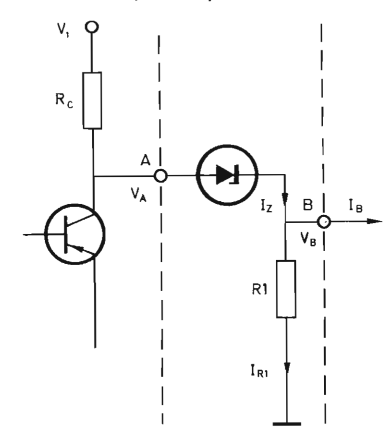

Limitación de ruido de AM en tensión de FM




Protección frente a picos de tensión mediante pares de diodos zener




Acoplamiento de etapas amplificadoras



ROMANO ROSATI

**REPARACION DE TELEVISORES TRANSISTORIZADOS**
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
*Un volumen de 560 páginas (21 x 15,5 cm). 1974*




El empleo cada vez mayor de transistores en los televisores obliga a los técnicos de reparación a conocer los circuitos que se utilizan en ellos, las posibles averías y la forma de solucionarlas.

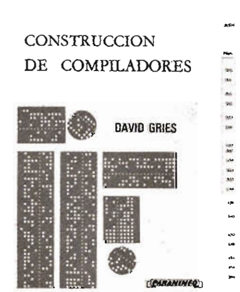
Este libro proporciona esta información de una forma clara y fácilmente asequible. En la primera parte se expone, a modo de introducción, la teoría de los diodos y transistores y las advertencias sobre su utilización en televisores. La segunda parte trata, en forma general, de la constitución de los televisores con transistores.

En la tercera parte se describen los circuitos utilizados considerados como bloques independientes: alimentación, canal de sonido, tubo de imagen y circuitos asociados, desviación vertical, circuitos de desviación horizontal, circuitos separadores de sincronismo y sintonizador. En cada uno de ellos se examinan las posibles averías después de exponer las causas más probables que las producen y los síntomas que se presentan y, finalmente, se indica de qué modo puede localizarse el componente defectuoso.

En resumen, es una obra práctica para los reparadores de televisión y de gran utilidad para los técnicos interesados en los circuitos con transistores.

DAVID GRIES

**CONSTRUCCION DE COMPILADORES**
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
*Un volumen de 560 páginas (21 x 15 cm). 1975*




Un compilador es un programa que traduce un lenguaje de alto nivel, como FORTRAN, PL/1, ALGOL, o COBOL, al lenguaje de máquina de algún ordenador y, por tanto, constituye una parte necesaria en cualquier sistema de procesos de datos; sin él se tendría que hacer toda la programación en lenguaje de máquina.

El objeto de este libro es presentar las técnicas más importantes empleadas en la realización de compiladores. El autor trata, como temas más importantes, los siguientes: métodos sintácticos de compilación, organización de la tabla de símbolos, recuperación de errores, generación de código, optimización de código, teoría de lenguajes formales y reconocimiento automático de sintaxis.

A lo largo del texto se dan ejemplos de partes de compiladores escritos en un lenguaje tipo ALGOL, del cual se da una breve descripción en el apéndice.

Este libro puede servir de referencia o de estudio personal para el programador profesional interesado o implicado en la construcción de un compilador o de texto para un curso sobre compiladores.

CLYDE N. HERRICK

**INSTRUMENTOS Y MEDICIONES EN ELECTRONICA**
Ediciones Bellaterra, S. A. Felipe de Paz, 12. Barcelona-14
*Un volumen de 540 páginas (24 x 17 cm). 1975*




El fundamento teórico de los instrumentos de medida electrónicos y los conceptos esenciales de las técnicas de medición, proporcionan al estudiante de electrónica los conocimientos necesarios para utilizar y elegir correctamente el aparato adecuado para cada medición, así como para su calibrado y mantenimiento.

Con el propósito de dar esta base teórica, el autor divide la obra en seis secciones:

Aparatos básicos de medida: voltímetros, amperímetros, y óhmetros.

Instrumentos tipo puente: puentes de resistencias, puentes de inductancias, puentes de capacidades y puentes de impedancias.

Instrumentos con imagen electrónica: osciloscopio básico, osciloscopios de uso general, osciloscopios de disparo sincronizado, oscilógrafos y registradores XY.

Instrumentos generadores: osciladores de audio, generadores de señal de radiofrecuencia, generadores de frecuencia de barrido, generadores de onda cuadrada y de impulsos.

Comprobadores de válvulas y dispositivos semiconductores.

Contadores electrónicos y frecuencímetros.

La descripción teórica de cada instrumento va acompañada de una explicación sobre su utilización, ajuste y puesta a punto, de sus aplicaciones, de esquemas e ilustraciones y de una colección de problemas y cuestiones al final de cada capítulo, que ayudarán a comprender mejor el texto.

Se dan además unos fundamentos de probabilidad y de análisis de error, adaptados a los aparatos de medida y a los resultados obtenidos en las medidas realizadas y sobre las limitaciones de los mismos.

El libro está orientado a estudiantes de electrónica y en general como obra de consulta para cualquier laboratorio de electrónica.

**ESQUEMAS DE TV PHILIPS**
Paraninfo. Magallanes, 25. Madrid-15
*Un volumen de 148 páginas. (31 x 21 cm). 1974*

Los esquemas de televisión Philips que se facilitan en este libro corresponden a las campañas de 1966 a 1972 y a los siguientes modelos: 19 TE 425-A, 19 TE 426-A, 23 TE 427-A, 23 TE 428-A, 25 CE 429-A, 19 TE 531-A, 19 TE 532-A, 23 TE 533-A, 23 TE 534-A, 25 CE 535-A, E 19 T 541/00, E 23 T 543/00, E 23 T 544/00, E 19 T 542/00, E 20 T 551/00, E 24 T 554/00, E 24 T 553/00, E 24 T 555/00, E 20 T 661/00, E 20 T 662/00, E 24 T 663/00, E 24 T 664/00, E 12 T 700/00, E 12 T 700/01, E 20 T 672/00, E 24 T 673/00 y E 24 T 674/00.

Para cada uno de ellos se da, aparte del circuito eléctrico, el esquema de funcionamiento en bloques y los ajustes necesarios para la puesta a punto del aparato. Se da también una lista detallada de las piezas que intervienen en los modelos correspondientes a los cuatro últimos años 1969 a 1972.

Por tanto, este esquemario de televisión puede servir de guía a los técnicos de reparación y a los técnicos que por cualquier motivo estén interesados en los circuitos de televisión.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.




# APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

## ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

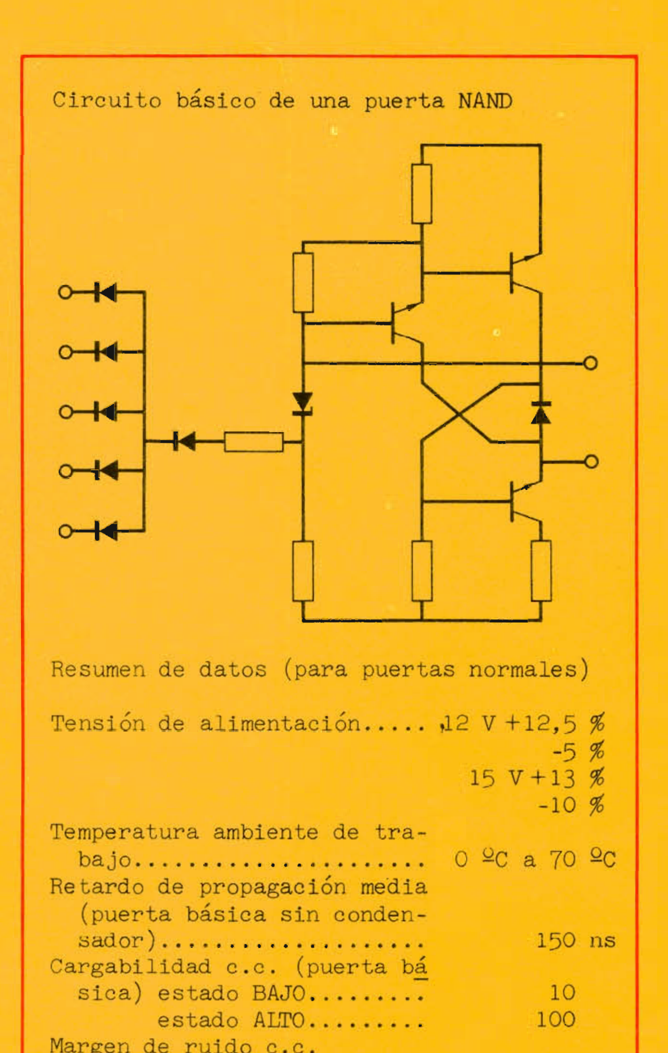
Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

## ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

## BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.



Circuito básico de una puerta NAND

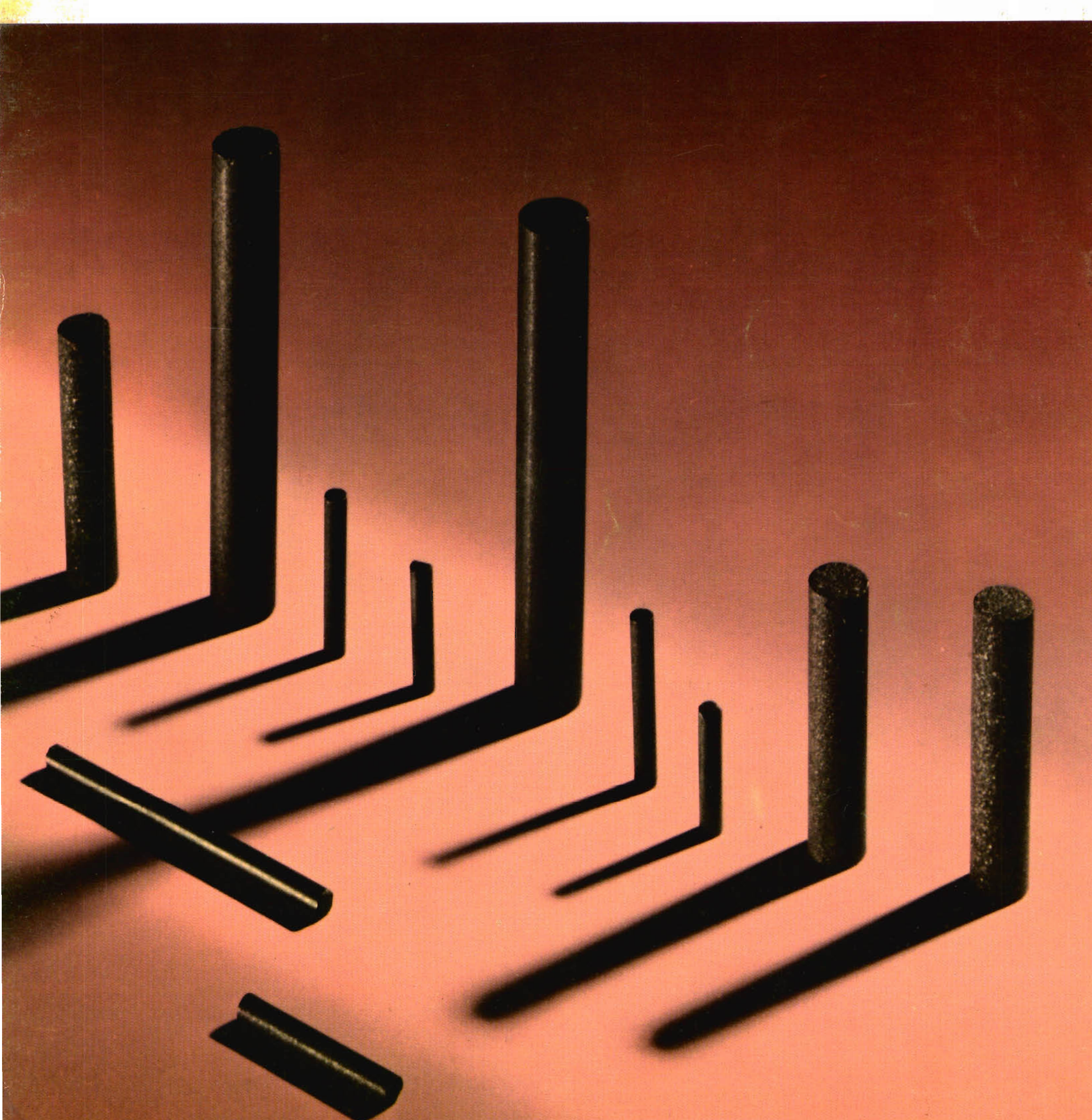
Resumen de datos (para puertas normales)

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación..... | 12 V +12,5 % -5 % |
| | 15 V +13 % -10 % |
| Temperatura ambiente de trabajo...................... | 0 ºC a 70 ºC |
| Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador)................... | 150 ns |
| Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO......... | 10 |
| estado ALTO......... | 100 |
| Margen de ruido c.c. | |
| alimentación 12 V......... | 5 V |
| alimentación 15 V | |
| estado BAJO............ | 5 V |
| estado ALTO............ | 8 V |

**Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.**

# REVISTA Miniwatt

Vol. 14-Núm. 7 JULIO 1975 30 Ptas.



# NÚMEROS ATRASADOS DISPONIBLES

VOLUMEN 10

Número 3. Convertidor analógico/digital.- Sistema de control de las luces de un coche.- Diodos rectificadores: conexión en serie y en paralelo.- Utilización del contador DCD50.

Número 5. Preamplificadores de audio.- Circuitos rectificadores.- Memoria dinámica de acceso serie con el registro de desplazamiento FDN156 de tecnología MOS.

VOLUMEN 11

Número 1. Circuitos chopper con tiristores.- Amplificador telefónico.- Generador de caracteres con registro de desplazamiento.- Termómetro para líquidos.- Aplicaciones del BRY39.- Conmutador estático de c.a. con circuitos bloque de la serie 61.

Número 2. Las fotopilas solares de silicio y de telururo de cadmio.- Multivibrador de amplio margen con circuitos integrados.- Acoplamiento TTL con GRL111 y GRL101.- Decodificación de circuitos integrados TTL con conmutadores rotativos.- Termostato electrónico con diodo de silicio como detector.- Circuito de control de 10 kHz para disparo de tiristores y triacs.

Número 3. Circuitos integrados para TVC.- Circuitos prácticos: estabilizadores de tensión con TBA281.- Excitador para inversores de frecuencia variable con circuitos bloque serie 61.- La característica de puerta de los tiristores.

Número 4. Tiristores y triacs en control de temperatura.- Alarma electromagnética antirrobo.- Diseño de radiadores para transistores de audio.

Número 5. Reguladores de tensión con el circuito integrado TBA281.- Refrigeración de semiconductores de potencia.- Estudio lógico de circuitos de control para motores paso a paso.- Supresión de tensiones transitorias con diodos reguladores de tensión.

Número 6. Indicador de señalización con tubos ZC1050.- Equipo de verificación para circuitos de BF con transistores.- Funcionamiento y aplicación de los tubos indicadores numéricos.- Sistemas de visualización para tubos indicadores numéricos.

Número 7. Decodificador PAL con circuitos integrados.- Bloques rectificadores de silicio para alta tensión.- Convertidor de c.c. en c.c. estabilizado de 50 W.

Número 8. Blindaje y desmagnetización de los tubos de máscara perforada.- Tiristores: 1. Funcionamiento; 2. Técnicas básicas del control de fase; 3. Valores límite y características; 4. El diac, el triac y el conmutador controlado de silicio; 5. Fabriación.

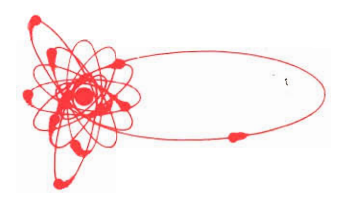
Número 9. Diodos rectificadores: cargadores de baterías.- Sistemas de visualización dinámica con alimentación de baja tensión.- Amplificador para BF.- Generador de señales de servicio para pruebas y ajuste de un generador PAL de TVC.- Sistema de control de temperatura para granjas pecuarias.

Número 11. Diodos rectificadores: aplicaciones diversas.- Control de velocidad de ventiladores con triac BT110.- Sintonizador de FM para autorradio con diodos BB105.- Inversor de 50 kVA y 1 kHz.

Aproveche esta oportunidad para completar su colección. Precio especial 15 Ptas. ejemplar. No se envían contra reembolso. Rogamos nos envíe el importe de su pedido por giro postal.

# REVISTA Miniwatt

**Publicación de aplicaciones electrónicas**



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:

Compaginación:

Delineación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7





Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona


Ro



Algunos tipos de barras de Ferroxcube que ponen de manifiesto la variedad de tamaños (diámetro y longitud) disponibles.

# ÍNDICE




**VOLUMEN 14 - Número 7** **JULIO 1975**

## SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES

| MAGNITUDES | UNIDADES | SIMBOLOS | |
|---|---|---|---|
| **UNIDADES FUNDAMENTALES** | | | |
| Longitud | metro | m | |
| Masa | kilogramo | kg | |
| Tiempo | segundo | s | |
| Temperatura termodinámica | kelvin | K | |
| Intensidad de corriente eléctrica | amperio | A | |
| Intensidad luminosa | candela | cd | |
| Cantidad de materia | mol | mol | |
| **UNIDADES SUPLEMENTARIAS** | | | |
| Angulo plano | radián | rad | |
| Angulo sólido | estereorradián | sr | |
| **UNIDADES DERIVADAS** | | | |
| Superficie | metro cuadrado | | $m^2$ |
| Volumen | metro cúbico | | $m^3$ |
| Frecuencia | hertzio (hertz) | Hz | 1/s |
| Densidad | kilogramo por metro cúbico | | $kg/m^3$ |
| Velocidad | metro por segundo | | m/s |
| Velocidad angular | radián por segundo | | rad/s |
| Aceleración | metro por segundo cuadrado | | $m/s^2$ |
| Aceleración angular | radián por segundo cuadrado | | $rad/s^2$ |
| Fuerza | newton | N | $kg{\cdot}m/s^2$ |
| Presión (tensión mecánica) | pascal | Pa | $N/m^2$ |
| Viscosidad cinemática | metro cuadrado por segundo | | $m^2/s$ |
| Viscosidad dinámica | pascal por segundo | Pa.s | $N{\cdot}s/m^2$ |
| Trabajo, energía, cantidad de calor | julio | J | N•m |
| Potencia | vatio | W | J/s |
| Cantidad de electricidad | culombio | C | A•s |
| Tensión eléctrica, diferencia de potencial, fuerza electromotriz | voltic | V | W/A |
| Intensidad de campo eléctrico | voltio por metro | | V/m |
| Resistencia eléctrica | ohmio | Ω | V/A |
| Conductancia eléctrica | siemens | S | A/V |
| Capacidad eléctrica | faradio | F | C/V |
| Flujo de inducción magnética | weber | Wb | **V•s** |
| Inductancia | henrio | H | Wb/A |
| Inducción magnética | tesla | T | $Wb/m^2$ |
| Intensidad de campo magnético | amperio por metro | | A/m |
| Fuerza magnetomotriz | amperio | A | |
| Flujo luminoso | lumen | lm | cd•sr |
| Luminancia | candela por metro cuadrado | | $cd/m^2$ |
| Iluminancia | lux | lx | $lm/m^2$ |
| Número de ondas | una onda por metro | | 1/m |
| Entropía | julio por kelvin | | J/K |
| Calor másico | julio por kilogramo kelvin | | J/(kg•K) |
| Conductividad térmica | vatio por metro kelvin | | W(m•K) |
| Intensidad energética | vatio por estereorradián | | W/sr |
| Actividad (de una fuente radiactiva) | una desintegración por segundo | | 1/s |

**MULTIPLOS**

| PREFIJO | SIMBOLO | FACTOR |
|---|---|---|
| tera | T | $10^{12}$ |
| giga | G | $10^9$ |
| mega | M | $10^6$ |
| kilo | k | $10^3$ |
| hecto | h | $10^2$ |
| deca | da | 10 |

**SUBMULTIPLOS**

| PREFIJO | SIMBOLO | FACTOR |
|---|---|---|
| deci | d | $10^{-1}$ |
| centi | c | $10^{-2}$ |
| mili | m | $10^{-3}$ |
| micro | μ | $10^{-6}$ |
| nano | n | $10^{-9}$ |
| pico | p | $10^{-12}$ |
| femto | f | $10^{-15}$ |
| atto | a | $10^{-18}$ |

# AMPLIFICADOR DE VIDEO EN CLASE B

*Se describe un amplificador de vídeo en clase B para receptor de televisión en color en el que se emplean los transistores BF422 y BF423. Con un rendimiento equivalente al de los amplificadores en clase A, este nuevo circuito aporta un considerable ahorro en consumo de energía.*

**Introducción**

Ahora que el ahorro de energía es de suma importancia, la disipación de 25 W de los tres amplificadores de salida de vídeo en clase A en un receptor de color parece un insulto a las disipaciones felizmente reducidas de los otros circuitos. Después del desarrollo de los transistores BF422 y BF423 de salida de vídeo complementarios que abrieron el camino para el diseño de un nuevo amplificador de salida en clase B, pudimos realizar una versión que disipa sólo *dos vatios*. El rendimiento y el precio son iguales a los del amplificador en clase A.

**Rendimiento**

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación | 160 V |
| Tensión de salida pico a pico de vídeo | 100 V |
| Gama de brillos | 30 V |
| Ancho de banda a –1 dB para pequeñas señales | > 5 MHz |
| Ancho de banda a –3 dB para pequeñas señales | > 7 MHz |
| Atenuación a 1 dB con referencia a 100 V p.p. en 1 MHz | 4 MHz |
| Atenuación a 3 dB con referencia a 100 V p.p. en 1 MHz | 4,8 MHz |
| Tiempo de subida y caída (100 V p.p.) | < 100 ns |
| Sobreimpulso | < 4% |
| Disipación total (R + G + B) | 1,5 W a 3,5 W. |

**Resumen de características del transistor**

Las características más importantes de los nuevos transistores BF422 y BF423 (NPN y PNP respectivamente) son:

| | |
|---|---|
| Tensión colector-emisor (base en circuito abierto) | $V_{CEO}$ máx 250 V |
| Corriente de colector (valor de pico) | $I_{CM}$ máx 100 mA |
| Disipación total de potencia a $T_{amb} = 60°C$ | $P_{tot}$ máx 600 mW |
| Ganancia de corriente continua a $T_j = 25°C$; $I_C = 25$ mA y $V_{CE} = 20$ V | $h_{FE} > 50$ |
| Frecuencia de transición a $I_E =$ = 10 mA; $V_{CB} =$ 10 V | $f_T > 60$ MHz |
| Capacidad de realimentación a $f = 0,5$ MHz, $I_E = 0$; $V_{CB} =$ = 30 V | $C_{re} < 1,6$ pF |

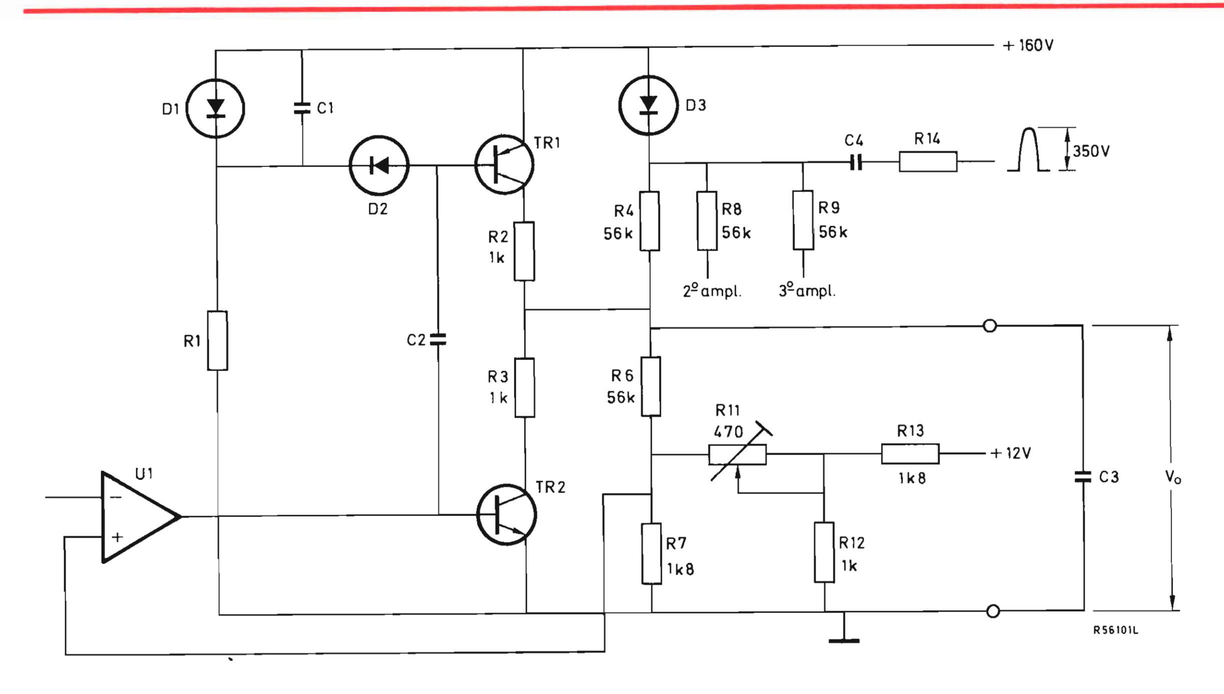



Figura 1. Amplificador de vídeo en clase B con realimentación de c.c.; $R_{11}$ es para el control de ganancia.

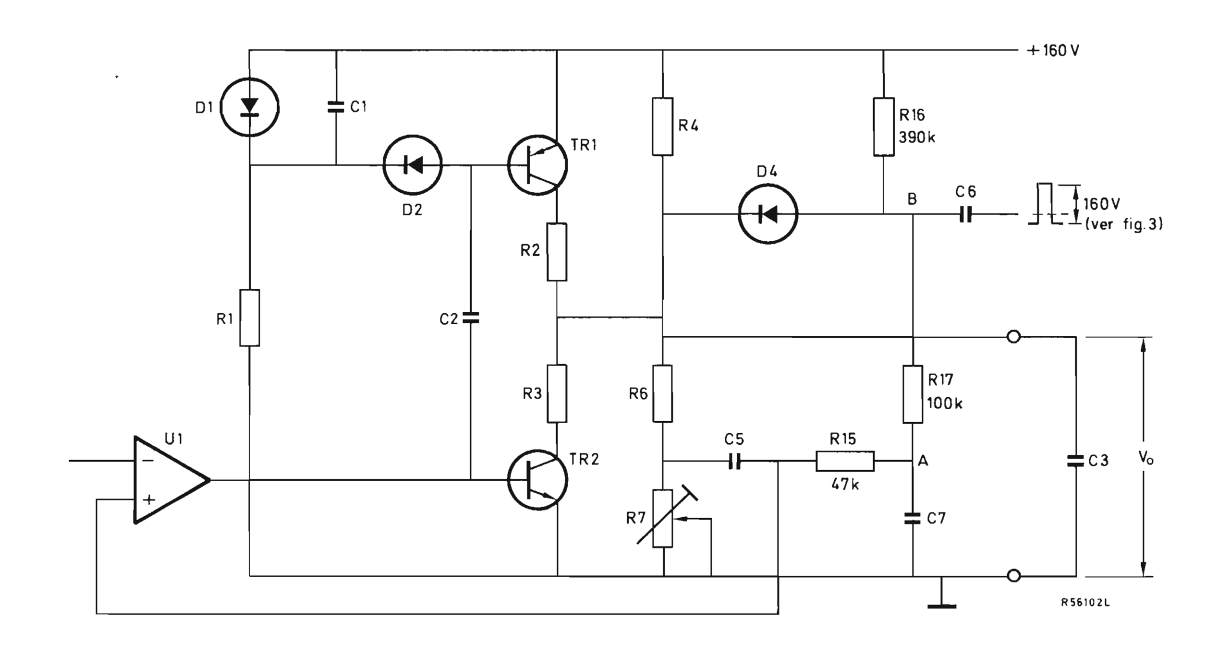



Figura 2. Amplificador de vídeo en clase B con realimentación de nivel fijo; $R_7$ es para el control de ganancia.

**Descripción del circuito**

La figura 1 muestra una de las tres etapas de salida complementaria con su etapa excitadora $U_1$ (TBA530). Con $R_4 = R_6 + R_7$, las disipaciones de los transistores $TR_1$ y $TR_2$ son iguales. Sin excitación, la corriente de colector es igual a cero y la tensión de salida $V_O$ (a través de $C_3$) es la mitad de la tensión de alimentación de 160 V. La carga de salida es fundamentalmente capacitiva ($C_3$ + capacidad de circuito impreso).

Sin excitación $TR_1$ y $TR_2$ están cortados y $V_O = 80$ V. La conducción de $TR_1$ carga a $C_3$ de modo que $V_O$ se hace mayor que 80 V (imagen negra): la conducción de $TR_2$ descarga a $C_3$ de modo que $V_O$ se hace menor que 80 V (imagen brillante). Los transistores se excitan por la salida de $U_1$. Una corriente de base negativa $I_{B\ TR1}$ hace que $TR_1$ conduzca y que se cargue $C_2$ de modo que la tensión de salida de $U_1$ debe volverse negativa. La acción del generador de corriente de $U_1$ se mejora por medio de una fuerte realimentación y continúa hasta que se alcanza el límite de la tensión de salida de $U_1$ para el cual $TR_1$ se corta. Esto significa que, sin medidas especiales, la imagen puede ser negra sólo para pocas líneas.

Después de la conducción de $TR_1$, cualquier subsiguiente excitación positiva primero descarga rápidamente $C_2$ a través de $D_2$ en $C_1$, seguido inmediatamente por la conducción de $TR_2$. Entre dos descargas consecutivas de $C_2$, el condensador $C_1$ se descarga a través de $R_1$ hasta 0,7 V ($V_{F\ D1}$).

Las dos principales ventajas de esta excitación son:

- A través de los transistores no circula corriente de reposo, de modo que la disipación por transistor es menor que 100 mW para un contenido de imagen normal. Sin excitación, sólo circula c.c. a través de $R_4$, $R_6$ y $R_7$ y a través de $R_1$ y $D_1$.

- Protección total contra cortocircuito de la salida a masa.

Dos consecuencias de esta excitación son:

- Distorsión de cruce, que puede eliminarse reduciendo el escalón de la tensión de excitación por medio de $D_1$ y excitando con una corriente constantemente creciente o decreciente. Esta corriente de excitación se obtiene por medio de una fuerte realimentación que fuerza a la tensión de excitación a compensar la diferencia que queda entre las dos tensiones de base en un tiempo que se aproxima a cero.

- Deben tomarse medidas especiales para que $C_2$ se descargue a través de $D_2$ una vez cada período de línea. Esto se asegura por una excitación positiva de $TR_2$ durante el retorno.

Es $TR_1$ que tiende a conducir durante el tiempo de retorno porque la entrada de $U_1$ está en el nivel de negro. Para hacer cesar la conducción de $TR_1$, la corriente a través de la resistencia de su colector momentáneamente se deriva completamente por otra alimentación (la tensión impulso de fijación en una realimentación con nivel fijo, o una tensión impulso separada en el caso de realimentación de c.c.). Como la línea de realimentación mantiene la salida en el nivel de negro, el transistor $TR_1$ se cortará. Pero haciendo que la corriente derivada exceda a la corriente de colector durante el tiempo de retorno, la excitación directa resultante de $TR_2$ asegurará la descarga de $C_2$.

**Realimentación**

Si el nivel de negro correcto existe en la entrada de $U_1$, es suficiente realimentación de c.c. (que es una solución más barata que la realimentación con nivel fijo). La realimentación con nivel fijo se prefiere cuando se utiliza un tubo de imagen con un cañón electrónico integrado, porque los niveles de negro en las salidas de los tres amplificadores pueden entonces ajustarse separadamente. Se describirá primero la realimentación de c.c.: las tensiones utilizadas son solamente ilustrativas.

*Realimentación de c.c.*

La figura 1 muestra el circuito de salida con realimentación de c.c. La ganancia (nominalmente 100) está determinada por las resistencias de $R_6$ y $R_7//(R_{11} + R_{12}//R_{13})$ de realimentación. La ganancia puede fijarse por medio de $R_{11}$.

Los valores de $R_6$ y $R_7$ definen el nivel de negro. En el nivel de negro la entrada $U_1$ está a 4,3 V, valor que iguala a la tensión en el terminal de la izquierda de $R_{11}$. Como el terminal de la derecha de $R_{11}$ está también a 4,3 V (no circula corriente a través de $R_{11}$), el ajuste de la ganancia no afectará al nivel de negro.

El impulso de 350 V que provoca la conducción de $TR_2$ y la descarga de $C_2$, se alimenta por $C_4$ y $R_{14}$ hasta la parte superior de $R_4$ de manera que $D_3$ se bloquea y, sin realimentación, $V_O$ sobrepasaría el nivel de negro. Los valores $R_8$ y $R_9$ indican los resistores que corresponden a $R_4$ en los otros dos amplificadores. Es evidente,

pues, que $D_3$ $R_{14}$ y $C_4$ son comunes a los tres amplificadores. Esto también es cierto para $D_1$ $C_1$ y $R_1$.

*Realimentación con nivel fijo*

La figura 2 muestra un circuito que fija el nivel de negro con realimentación de c.c. y c.a. separadas. El uso de la fuerte realimentación de c.c. se hace para un nivel de negro sumamente estable.

La realimentación de c.a., derivada del divisor de tensión $R_6$ y $R_7$, se toma a través de $C_5$ y se combina con la realimentación de c.c. obtenida a través de $R_{15}$.

El nivel de negro de salida, $V_{Ob}$, se detecta por $D_4$ y $C_6$ y carga a $C_7$ a través de $R_{17}$. La tensión entre los terminales de $C_7$ será menor que $V_{Ob}$ por la diferencia entre el valor de pico y el valor medio del impulso de fijación (fig. 3) que se aplica a $C_6$ durante el tiempo de retorno. Esta tensión se filtra por $R_{17}$ y $C_7$ de modo que sólo permanece la componente de c.c., la cual se ajusta por el nivel de negro de salida. La conducción de $D_4$ durante la fijación está asegurada por $R_{16}$.

Debido a que la corriente resultante del diodo se inyecta a la salida del amplificador (unión de $R_2$ y $R_3$), $TR_1$ se bloquea y $TR_2$ se excita a conducción por la realimentación de c.a., descargando a $C_2$ como se describió anteriormente.

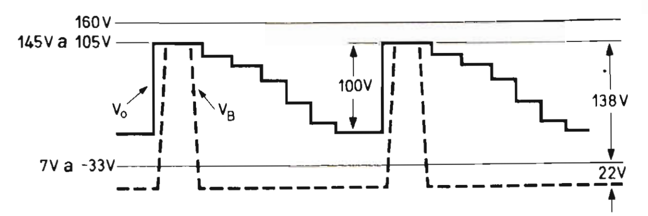



Figura 3. Formas de onda presentes en la salida ($V_O$) y en el punto $B$ ($V_B$) de la figura 2.

*Excitación de cañón electrónico integrado*

Para los tubos de imagen con rejillas $g_2$ interconectadas, las tensiones de corte deben ajustarse en los cátodos. Por esta razón, los tres conmutadores "$V_{g2}$" deben estar ahora en los amplificadores de vídeo. El amplificador con realimentación de nivel fijo descrito es ideal para esta situación debido a que permite el ajuste independiente de ganancia y de nivel de negro.

El nivel de negro de salida puede regularse por una de las dos formas: variando la amplitud del impulso de fijación, o por inyección de corriente en $C_7$, a través del cual se presenta la realimentación de c.c.; el último método es el utilizado en nuestro diseño. El circuito de la figura 4 contiene una elegante solución al permitir que la corriente a través de $R_{16}$ circule a través de una parte de $R_{17}$.

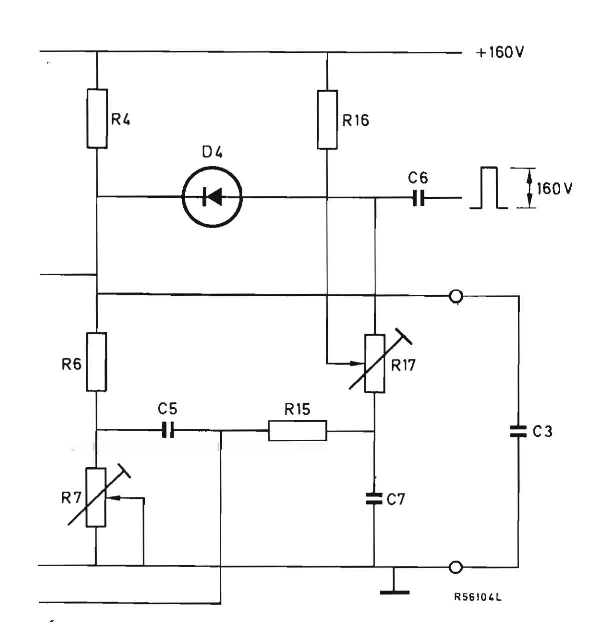



Figura 4. Parte del esquema del circuito de la figura 2 modificado para un cañón electrónico integrado: El resistor $R_7$ es para el control de ganancia y $R_{17}$ para el control del nivel de negro.

**Esquema del circuito para realimentación con nivel fijo**

La figura 5 muestra el esquema de circuito completo para realimentación con nivel fijo. El valor $R_{18}$ es el resistor de base para $TR_2$ y $R_{19}$ el resistor de carga para el circuito integrado amplificador: el condensador $C_8$ desacopla la unión Zener del circuito integrado para alta frecuencia. El impulso de 160 V se obtiene limitando un impulso de línea de 350 V a 0 V y 160 V (estabilizados). Los transistores de salida están bien protegidos contra la descarga del tubo por medio de un descargador, un resistor de 1,5 kΩ en el circuito impreso del soporte del tubo imagen, y $D_5$ y $C_9$ en el circuito impreso de vídeo. Los conmutadores $S_1$ y la sustitución de los resistores $R_{11}$ por potenciómetros $R_{11}$ son necesarios sólo cuando se usa un tubo imagen con cañón electrónico integrado.

**Placa de circuito impreso (fig. 6)**

Para el trazado del circuito impreso hay que tener en cuenta los siguientes puntos:

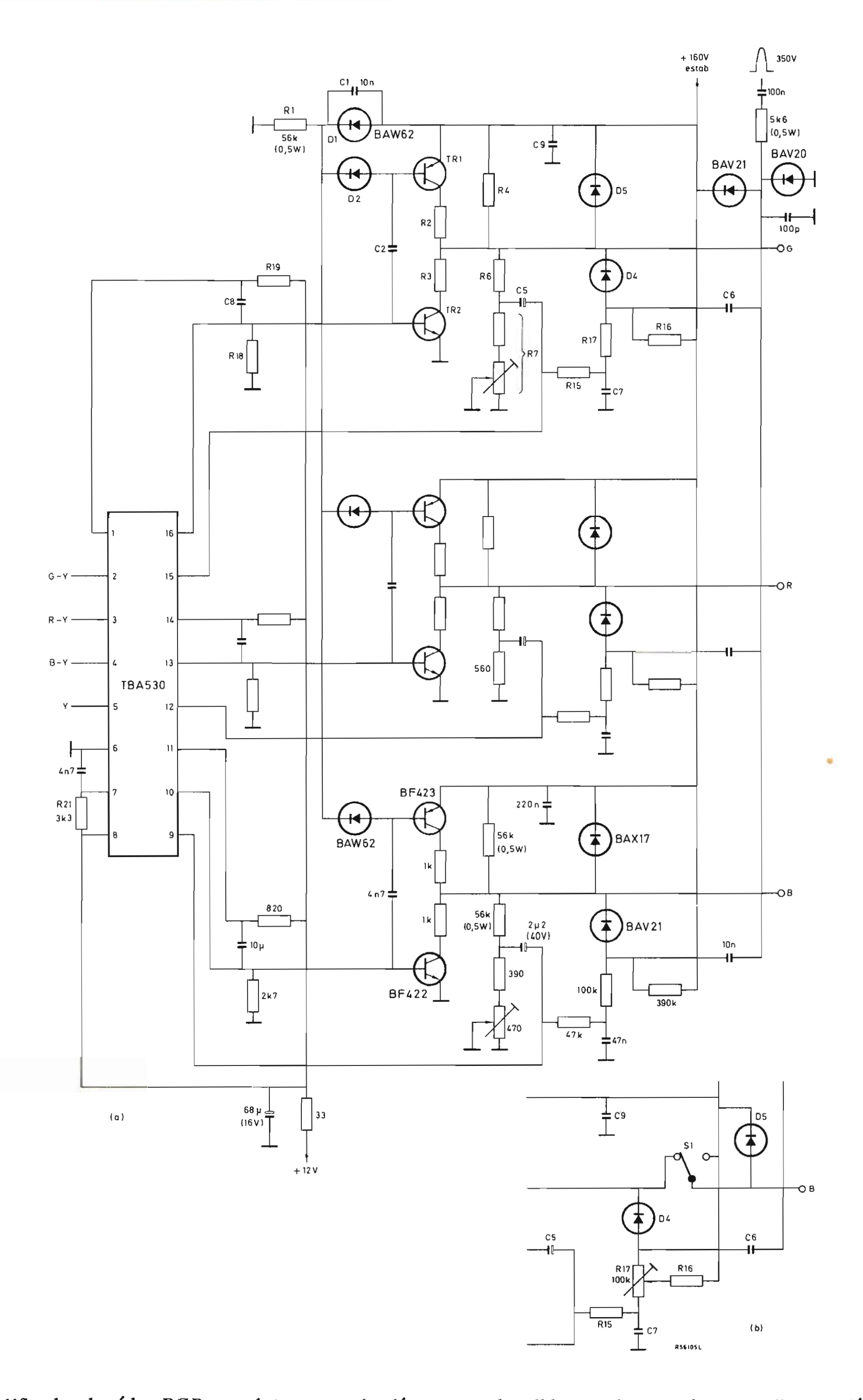



Figura 5a. Amplificador de vídeo RGB completo con excitación y etapa de salida complementaria con realimentación de nivel fijo.

Figura 5b. Amplificador de vídeo en clase B modificado para excitación de cañón electrónico integrado. Los amplificadores de vídeo R y G deben modificarse del mismo modo.

– Los resistores $R_7$ deben conectarse directamente a masa por $U_1$ separados de otros puntos de masa.

– El resistor $R_6$ debe shuntarse por un pequeño condensador (0,3 pF) de corrección de frecuencias para suprimir las oscilaciones de alta frecuencia. Para ello se introduce en el circuito impreso una capacidad parásita.

– El condensador $C_9$ del amplificador intermedio puede suprimirse utilizando cortas conexiones impresas entre los emisores de los tres transistores NPN y PNP.

– Se usa una superficie de 1 cm² como radiador de calor para cada transistor.

– El amplificador intermedio en el circuito impreso, y el hilo central del cable se usa para la señal de rojo. En consecuencia, la capacidad de carga en la excitación de modo común es menor para el amplificador de rojo, el cual normalmente tiene la salida más alta.

**Disipación del transistor**

La carga capacitiva provoca máxima disipación de colector, en condiciones de alta frecuencia/alta excitación (5 MHz/100 $V_{pp}$). Los aspectos que determinan la disipación del transistor son los siguientes.

*Tensión de alimentación*

Para mantener la disipación del transistor lo más baja posible, debe utilizarse la menor tensión de alimentación tolerable. La mínima tensión de alimentación permisible se determina del siguiente modo.

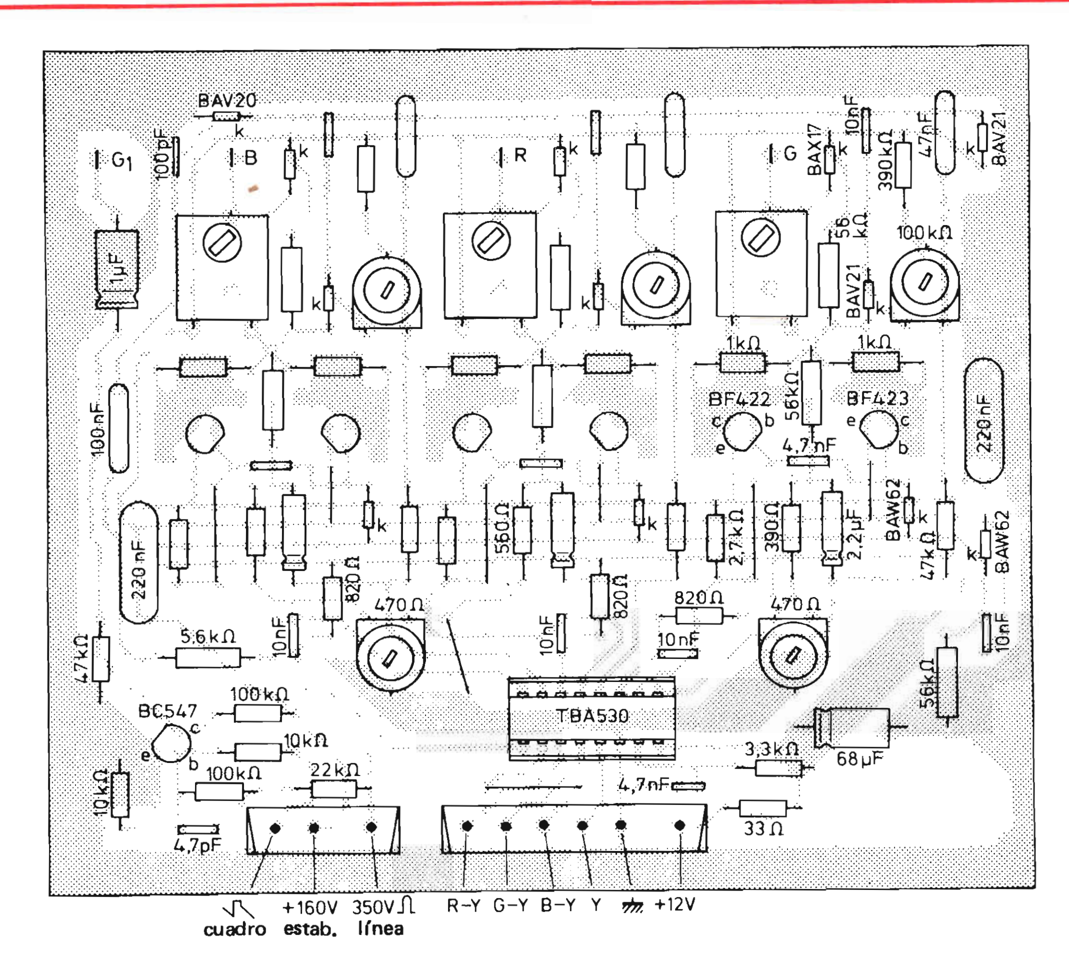



Figura 6. Placa de circuito impreso (lado de componentes) del esquema de circuito de la figura 5b. La esquina inferior derecha está reservada para un circuito de borrado para $g_1$.

Se supone que la máxima tensión de salida requerida comprende la señal de vídeo pico-pico (100 V) y la gama de brillo (30 V). Además, debe preverse una tolerancia para las tensiones de codo de alta frecuencia del transistor y para la caída de tensión a través de los resistores de colector (supongamos otros 30 V). La tensión de codo de alta frecuencia será baja debido a la realimentación. Así, la mínima tensión de alimentación aceptable es de 160 V, que es la misma que la de una etapa de desviación de línea transistorizada.

Un amplificador en clase A requeriría una tensión de alimentación más alta para obtener tiempos de subida suficientemente grandes en salida alta. Una etapa en clase B es superior en este aspecto ya que el transistor superior puede cargar eficazmente la carga capacitiva.

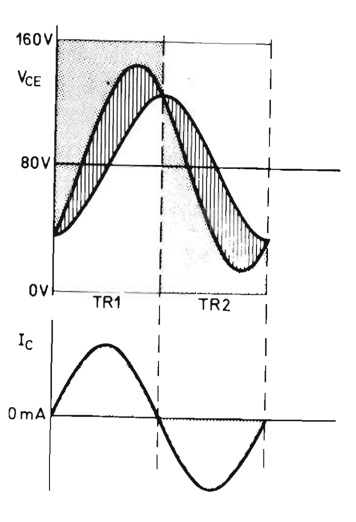



Figura 7. Formas de onda que ilustran el decrecimiento en la disipación del transistor al introducir los resistores $R_2$ y $R_3$.

*Capacidad de carga*

Con las salidas de los dos amplificadores conectadas a masa, la carga capacitiva del tercer amplificador ($C_3$ en la figura 2) es de 16 pF (5 pF de cátodo, 3 pF del circuito impreso en el soporte del tubo imagen y 8 pF del cable conector RGB de 50 cm). No obstante, para las altas frecuencias en las que la disipación es máxima, no se transmite ninguna señal de color, de modo que los cátodos se excitan de modo común. En este caso la capacidad de carga de cada amplificador es sólo de 10 pF. El margen de un 30% de diferencia de ganancia entre los tres amplificadores para obtener el blanco normalizado requerido en la pantalla, aumenta la capacidad de carga de cada amplificador a 12 pF. La carga capacitiva de colector total $C_{tot}$ incluye 10 pF extra (circuito impreso y capacidades de componentes), de modo que $C_{tot} \approx 22$ pF.

*Resistor de colector*

Puesto que sólo un transistor de salida trabaja cada vez, los colectores pueden considerarse como si estuviesen conectados con una resistencia $R_s = R_2 = R_3$ en serie con la carga. Aunque la variación de tensión en los colectores debe ser un poco mayor para obtener la misma variación de tensión a través de $C_3$ que sin el resistor, la disipación del transistor será considerablemente menor. La figura 7 muestra que el producto tensión-corriente se reduce a la zona rayada de la diferencia de tensión entre las dos formas de onda (medida a partir de 160 V para $TR_1$ y a partir de 0 V para $TR_2$). Esto es debido al decrecimiento del desfase que se ha introducido entre corriente y tensión. Es una importante ventaja el que la diferencia de tensión sea mayor para corriente más elevada.

Otra ventaja es que un resistor de colector protege a $TR_2$ de averías si la salida se cortocircuita para la tensión de alimentación. Sin embargo, utilizando dos resistores de colector, los colectores de los transistores de salida no estarán interconectados, de modo que cuando un transistor se satura y el otro se excita repentinamente a conducción, la disipación en el último transistor será menor que con un sólo resistor, y la tensión de salida responderá más fácilmente.

*Excitación de base*

La velocidad de subida y caída de tensión de salida $dV_O/dt$ (y por tanto $I_C$) está limitada por la máxima excitación de base disponible $I_{BM}$ y por la capacidad colector-base $C_b$ de los dos transistores ($C_b = 2C_{re}$ + capacidad parásita). Por tanto, $I_{CM} = I_{BM} \times C_{tot}/C_b$ (sólo válida para $h_{FE} \gg C_{tot}/C_b$). Esto quiere decir que el máximo consumo de corriente y la respuesta en salto positivo o negativo están determinados principalmente por los valores $\pm I_{BM}$. Igualando $+I_{BM}$ a $-(-I_{BM})$, con la ayuda de $R_{19}$ y $R_{21}$ en la figura 5, los tiempos de subida y caída de la salida serán los mismos, y no habrá desplazamiento de c.c. para las altas frecuencias de vídeo. La fórmula para $I_{CM}$ muestra de este modo que los dos transistores no necesitan estar equilibrados para $h_{FE}$ y $C_{re}$.

*Limitación del ancho de banda*

En un receptor las amplitudes de alta frecuencia de la señal de vídeo en la entrada del TBA530 están algo restringidas debido a las trampas de sonido y portadora y a los filtros de pasa bajos. Por tanto, la máxima disipación que puede generarse en los transistores de salida de vídeo por medio de cualquier señal de antena es siempre menor que la provocada por la excitación directa del circuito integrado con una señal prueba de vídeo fuertemente desfavorable.

Los valores de $C_{tot}$, $R_2$, $R_3$ y $I_{BM}$, resultantes de las precedentes consideraciones de diseño, restringen la disipación máxima en excitación directa del TBA530 a unos 600 mW. La disipación medida en un receptor, con trampa de 4,4 MHz inoperante y la señal en la entrada de antena, se dan a continuación:

| *Condición de la señal* | *Disipación/transistor* |
|---|---|
| Recepción normal | 50 mW a 100 mW |
| Imagen ruidosa débil | 100 mW a 150 mW |
| No sintonizada | 200 mW a 300 mW |
| Generador de prueba modulado con vídeo de h.f. (generador y receptor sintonizados para la disipación máxima en los transistores de salida) | 450 mW |

El interface directo con el equipo audio-visual dará valores similares.

# TRIACS: PROTECCION CONTRA TRANSITORIOS DE TENSION

*En este artículo se describen unos sencillos circuitos para la supresión de transitorios en circuitos con triacs. Se recomienda su empleo para evitar el disparo no deseado del triac cuando se sobrepasa la tensión de ruptura o la velocidad de subida de la tensión.*

Los transitorios de la tensión de red producen disparo indeseable cuando se sobrepasa la tensión de ruptura o la velocidad máxima de aumento de la tensión. Si la carga es una lámpara de incandescencia o un motor, el flujo de corriente resultante puede ser perjudicial.

Los transitorios se originan por chispas, conmutaciones en circuitos próximos, etc., o pueden ser producidos por el contactor que se incluye en el propio circuito del triac para aislamiento seguro. Cuando el contactor se cierra, la tensión del triac puede aumentar a una velocidad de 1000 V/μs.

Los transitorios pueden ser suprimidos por medio de un filtro de entrada LC, diodos recortadores, diodos supresores de transitorios, resistores dependientes de la tensión (VDR), etc.

Los circuitos de las figuras 1 y 2 emplean un puente con diodos para recorte de transitorios. Cuando se produce un transitorio, los diodos conducen y la energía transitoria se almacena en el condensador polarizado. El condensador de 10 nF elimina los componentes de alta frecuencia del transitorio. El resistor $R_1$ limita la corriente de carga del condensador a un valor inferior al de la corriente repetitiva.

**Tabla 1. Componentes recomendados para supresión de transitorios.**

| fig. | componentes | especificación |
|---|---|---|
| 1 | $R_1$ | 10 Ω, 2 W, 10% |
| | $R_2$ | 27 kΩ, 4 W, 10% |
| | $R_3$ | 33 Ω, 2 W, 10% |
| | $C_1$ | 5 μF, 350 V d.c., −10%/+30% |
| | $C_2$ | 10 nF, 400 V, 20% |
| | $C_3$ | 0,15 μF, 1000 V, 20% |
| | $L_1$ | |
| | $D_1$ to $D_4$ | BYX 45-800 R |
| 2 | $R_1$ | 22 Ω, 4 W, 10% |
| | $R_{2a} = R_{2b}$ | 18 kΩ, 4 W, 10% |
| | $R_3$ | 33 Ω, 2 W, 10% |
| | $C_{1a} = C_{1b}$ | 20 μF, 350 V d.c., −10%/+30% |
| | $C_2$ | 10 nF, 1000 V, 20% |
| | $C_3$ | 0,15 μF, 1000 V, 20% |
| | $L_1$ | |
| | $D_1$ to $D_6$ | BYX45-1000 R |

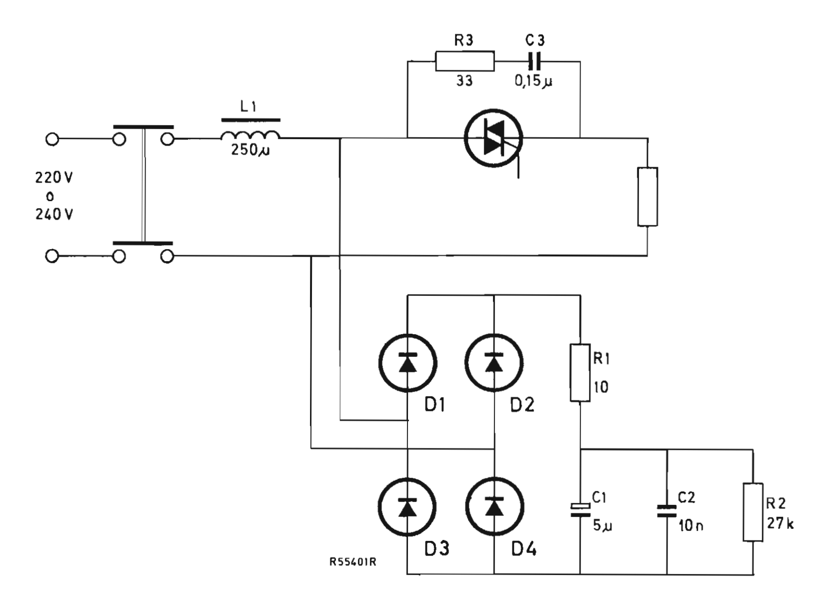



Figura 1. Supresión de transitorios en un circuito monofásico.

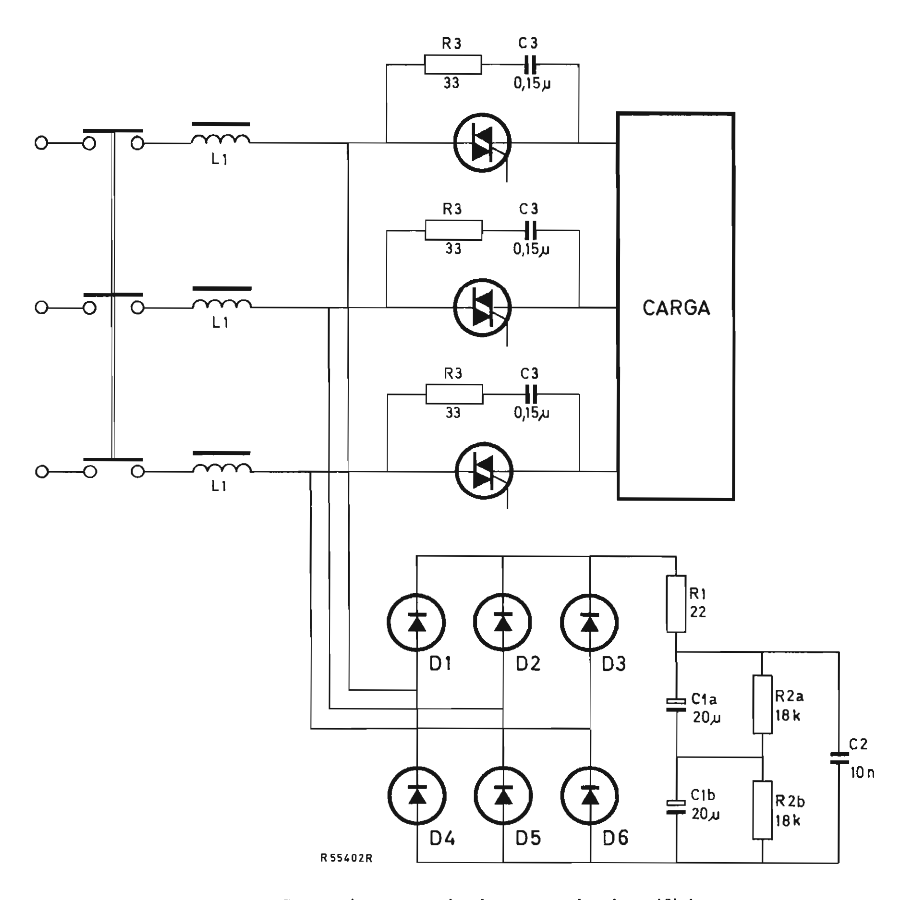



Figura 2. Supresión de transitorios en un circuito trifásico.

# ESCALAS CONTADORAS SINCRONAS CON CIRCUITOS INTEGRADOS DE LA SERIE FZ/30

*Se describen en este artículo circuitos básicos de escalas contadoras síncronas y se dan normas para la realización de contadores de cualquier capacidad a partir de estos circuitos básicos.*

Empleando circuitos integrados de la serie FZ/30 pueden realizarse fácilmente contadores de distinta capacidad. La tabla que publicamos en las siguientes páginas muestra los circuitos, los diagramas de fases, los componentes empleados y las cargabilidades de la entrada, de la puesta a cero y de las distintas salidas para contadores básicos de módulos 3, 4, 5, 6 y 7.

La combinación de estos contadores y el contador básico de módulo 2 (formado por un solo bistable) permite la construcción de una gran variedad de contadores de distinta capacidad:

| *Contador* | *Circuito* |
|---|---|
| 2 | módulo 2 (un bistable) |
| 3 | módulo 3 |
| 4 | módulo 4 |
| 5 | módulo 5 |
| 6 | módulo 6 |
| 7 | módulo 7 |
| 8 | módulo 2 + módulo 4 |
| 9 | módulo 3 + módulo 3 |
| 10 | módulo 2 + módulo 5 |
| 11 | número primo |
| 12 | módulo 3 + módulo 4 |
| 13 | número primo |
| 14 | módulo 2 + módulo 7 |
| 15 | módulo 3 + módulo 5 |
| 16 | módulo 4 + módulo 4 |
| 17 | número primo |
| 18 | módulo 2 + módulo 3 + módulo 3 + + módulo 3 + módulo 6 |
| 19 | número primo |
| 20 | módulo 4 + módulo 5 |
| etc. | etc. |

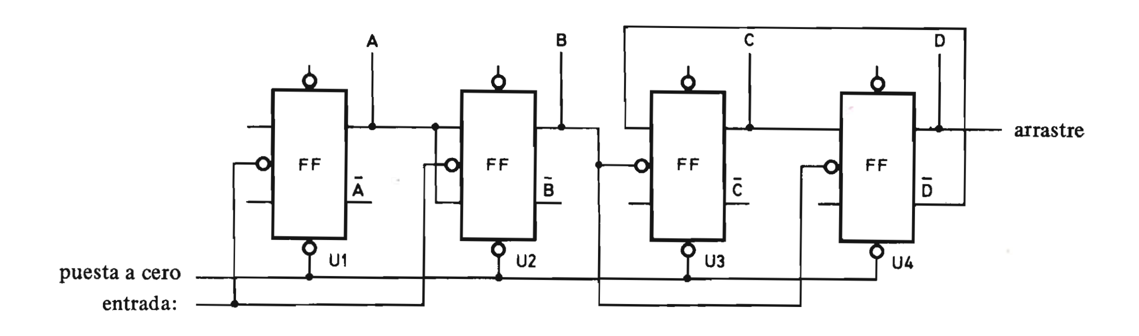
Como ejemplo damos el circuito de un contador de escala 12 y el de un contador de escala 11 (número primo).

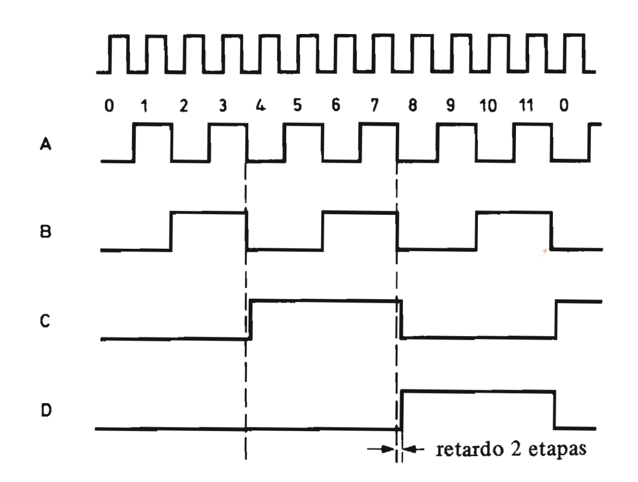
El circuito del contador de escala 12 se obtiene con la combinación de un contador módulo 3 y un contador módulo 4. Cómo puede verse, cada sección de contador es síncrona, pero el acoplamiento entre secciones es asíncrono (una versión totalmente síncrona sería más compleja). El diagrama de fases refleja esta condición asíncrona con el pequeño retraso que se produce.

| | | | CONTADOR MODULO 3 | CONTADOR MODULO 4 | CONTADOR MODULO 5 |
|---|---|---|---|---|---|
| CIRCUITO | | | A B FF FF Ā B̄ U1 U2 | A B FF FF Ā B̄ U1 U2 | A B C FF FF FF Ā B̄ C̄ U1 U2 U3 U4 U5 |
| DIAGRAMA DE FASES | | | 0 1 2 0 1<br>A<br>B | 0 1 2 3 0<br>A<br>B | 0 1 2 3 4 0<br>A<br>B<br>C |
| TABLA DE ESTADO | | | *A B*<br>0 L L<br>1 H L<br>2 L H | *A B*<br>0 L L<br>1 H L<br>2 L H<br>3 H H | *A B C*<br>0 L L L<br>1 H L L<br>2 L H L<br>3 H H L<br>4 L L H |
| COMPONENTES | $U_1$ | | FF31 (FF30) | FF31 (FF30) | FF31 (FF30) |
| | $U_2$ | | FF31 (FF30) | FF31 (FF30) | FF31 (FF30) |
| | $U_3$ | | — | — | FF31 (FF30) |
| | $U_4$ | | — | — | $^1/_2$. 2. NAND 31 |
| | $U_5$ | | — | — | $^1/_4$. 4. NAND 30 |
| CARGABILIDAD (U.C.) | Entrada | | 4 | 4 | 6 |
| | Puesta a 0 | | 3 | 3 | 4,5 |
| | Salidas | A | 9 | 8 | 7 |
| | | B | 10 | 10 | 9 |
| | | C | — | — | 10 |
| | | Ā | 10 | 10 | 10 |
| | | B̄ | 9 | 10 | 10 |
| | | C̄ | — | — | 7 |

| CONTADOR MODULO 6 | CONTADOR MODULO 7 |
|---|---|
| | |
| | |
| A B C<br>0 L L L<br>1 H L L<br>2 L H L<br>3 H H L<br>4 L L H<br>5 H L H | A B C<br>0 L L L<br>1 H L L<br>2 L H L<br>3 H H L<br>4 L L H<br>5 H L H<br>6 L H H |
| FF30 | FF31 (FF30) |
| FF30 | FF31 (FF30) |
| FF30 | FF31 (FF30) |
| — | 1/4. 4. NAND 30 (1/2. 2. NAND 31) |
| — | 1/4. 4. NAND 30 (1/2. 2. NAND 31) |
| 6 | 6 |
| 4,5 | 4,5 |
| 6 | 8 |
| 9 | 7 |
| 10 | 9 |
| 10 | 9 |
| 10 | 10 |
| 9 | 9 |

## Contador módulo 12




| | *A* | *B* | *C* | *D* |
|---|---|---|---|---|
| 0 | L | L | L | L |
| 1 | H | L | L | L |
| 2 | L | H | L | L |
| 3 | H | H | L | L |
| 4 | L | L | H | L |
| 5 | H | L | H | L |
| 6 | L | H | H | L |
| 7 | H | H | H | L |
| 8 | L | L | L | H |
| 9 | H | L | L | H |
| 10 | L | H | L | H |
| 11 | H | H | L | H |

*Componentes*

$U_1 = U_2 = U_3 = U_4 =$ FF31 (o FF30).

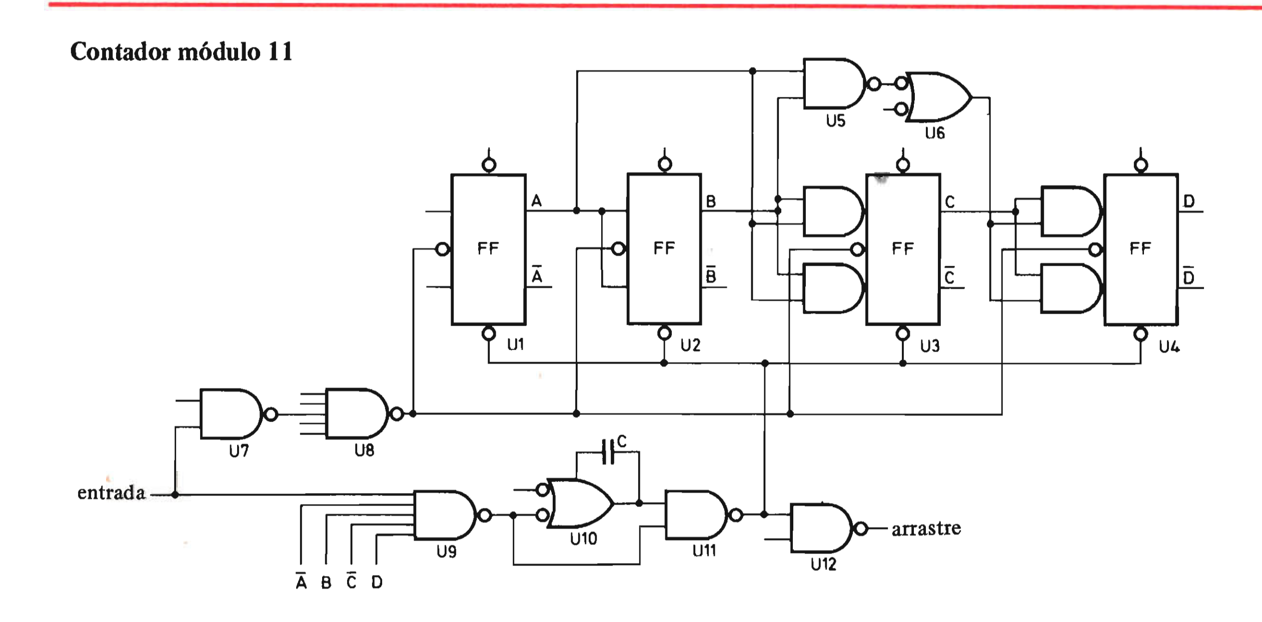
*Cargabilidad de entrada*

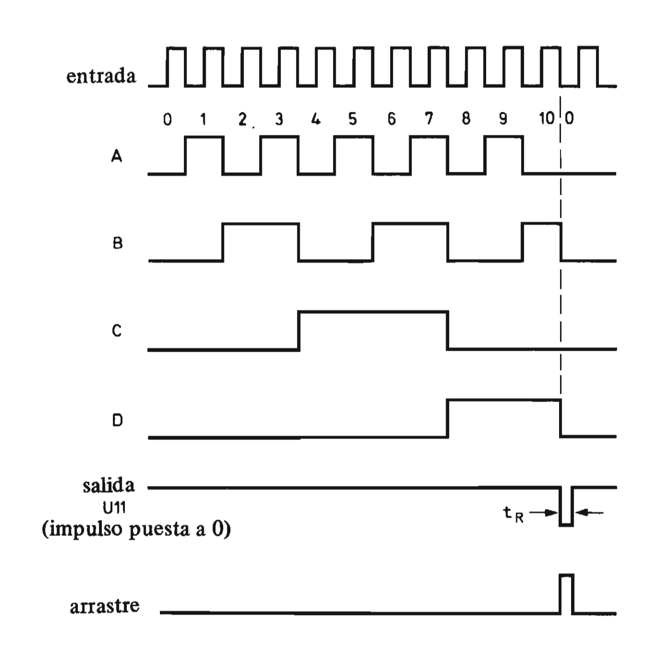
| | |
|---|---|
| Puesta a cero: | 4 U.C. (2 U.C./FF). |
| Entrada: | 6 U.C. (1.5 U.C./FF). |

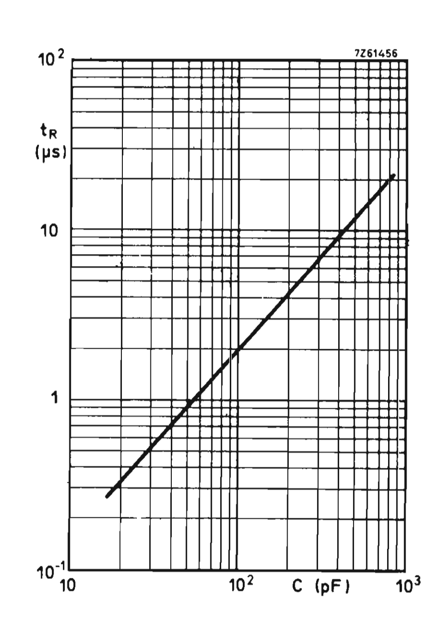
*Cargabilidad de salida*

| | | | |
|---|---|---|---|
| $A$: | 8 U.C. | $\bar{A}$: | 10 U.C. |
| $B$: | 6 U.C. | $\bar{B}$: | 10 U.C. |
| $C$: | 9 U.C. | $\bar{C}$: | 10 U.C. |
| $D$: | 10 U.C. | $\bar{D}$: | 9 U.C. |

## Contador módulo 11




*Componentes*

| | |
|---|---|
| $U_1 = U_2$ | = FF30 (o FF31); |
| $U_3 = U_4$ | = FF30; |
| $U_5 = U_6 = U_7 = U_{10} = U_{11} = U_{12}$ | = ¼ 4.NAND30; |
| $U_8 = U_9$ | = ½ 2.NAND31. |

*Cargabilidad de entrada*

Entrada: 2 U.C.

*Cargabilidad de salida*

| | | | |
|---|---|---|---|
| $A$: | 5 U.C. | $\bar{A}$: | 9 U.C. |
| $B$: | 6 U.C. | $\bar{B}$: | 10 U.C. |
| $C$: | 8 U.C. | $\bar{C}$: | 9 U.C. |
| $D$: | 9 U.C. | $\bar{D}$: | 10 U.C. |

El contador de escala 11 puede servirnos como modelo para la construcción de un contador cualquiera, y particularmente de número impar o número primo. Las normas a seguir son las siguientes:

1. Emplear el circuito contador binario cuya etapa de contaje inalterada corresponde a un valor situado por encima del contaje requerido; por ejemplo, emplear un contador de escala 16 de 5 etapas para realizar un contador de escala 13. El contador puede ser síncrono o asíncrono, según se requiera.

2. Conectar la entrada de contaje y las salidas a una función NAND, eligiendo la combinación de entrada de forma que la salida pase a estado alto cuando se llegue a la posición ($n$ — 1), siendo $n$ el número primo considerado. Esto se realiza por medio de un conmutador rotativo.

3. La salida de esta función NAND se aplica entonces a un monoestable cuya salida se emplea para poner a cero el contador. El impulso de salida del monoestable debe ser lo suficientemente largo para proporcionar puesta a cero segura (esto es especialmente importante cuando se emplea un contador asíncrono).

La figura muestra el circuito de un contador asíncrono de escala 11 obtenido aplicando las anteriores reglas. Téngase en cuenta que la entrada de puesta a cero del contador no puede ser utilizada como puesta a cero normal, ya que esto perjudicaría la puerta U11.

El valor del condensador *C1* debe elegirse de modo que $t_R$ sea mayor que $t_{pdf}$. Si no se utilizan condensadores para reducir inmunidad dinámica, un valor adecuado para *C1* es de 50 pF.

# APLICACIONES DE LOS TRIACS: CONMUTADORES PARA MOTOR

*Presentamos en este artículo una serie de conmutadores monofásicos y trifásicos para motor, en los que se ponen de manifiesto las aplicaciones y ventajas de los triacs en esta aplicación.*

## 1. Introducción

Los conmutadores que se presentan aquí son apropiados para motores de jaula de ardilla. Algunos son inversores y, donde las corrientes de entrada del motor son intolerables, los conmutadores estrella/delta de estado sólido resultan útiles; en todos los circuitos, el tiempo de la posición estrella es ajustable para satisfacer la aplicación adecuada. Todos los conmutadores trifásicos sirven para cargas conectadas en estrella y conectadas en delta. La carga del motor debe estar shuntada por una red RC que favorece el cebado del triac. La tabla 1 da una lista de los circuitos descritos.

**Tabla 1. Conmutadores de estado sólido para motor.**

| *Apartado* | *Circuito* | *Características* | *Número de triacs utilizados* |
|---|---|---|---|
| 2 | Conmutador monofásico | Asíncrono | 1 |
| 3 | Conmutador trifásico | Asíncrono | 2 |
| 4 | Conmutador trifásico de arranque suave | Par de arranque ajustable para limitar la corriente inicial o evitar averías en cargas sensibles | 1 |
| 5 | Conmutador inversor mono/trifásico | Asíncrono | 2/4 |
| 6 | Conmutador trifásico de paro rápido e inversor | Asíncrono paro rápido y frenado por inversión | 4 |
| 7 | Estrella/delta | Posición estrella obtenida por control de fase (tensión del motor reducida) | 3 |
| 8 | Conmutador estrella/delta e inversor | Asíncrono | 11 |

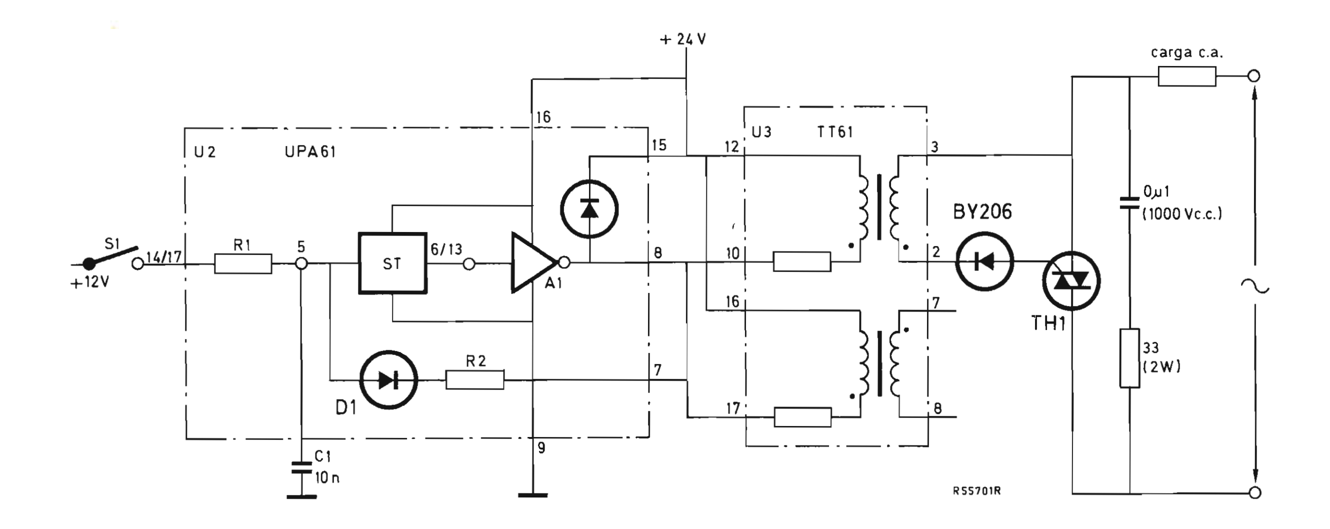



Figura 1. Conmutador monofásico asíncrono.

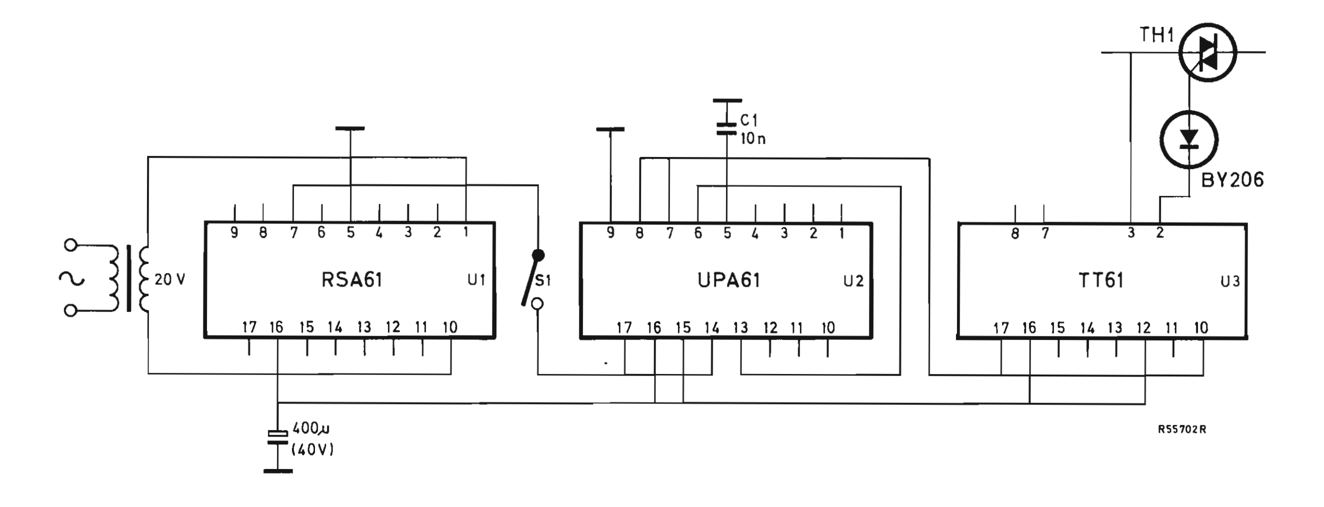



Figura 2. Esquema de cableado del conmutador monofásico asíncrono.

## 2. Conmutadores monofásicos

El circuito de la figura 1 es asíncrono porque el triac $TH_1$ se dispara tan pronto como $S_1$ se cierra. El generador de impulsos de disparo UPA61 funciona del siguiente modo. El condensador $C_1$ se carga al cerrarse $S_1$ hasta que el disparador Schmitt $ST$ salta a conducción; el amplificador inversor $A_1$ se satura y $C_1$ se descarga rápidamente a través de la línea de realimentación regenerativa $D_1R_2$. La descarga cesa cuando $ST$ salta a corte porque entonces $A_1$ ya no conduce; se carga $C_1$ otra vez para repetir el proceso. Los impulsos disparo de 10 kHz y 10 $\mu$s se acoplan a la puerta del triac por medio de un transformador disparador TT61.

El esquema de cableado se da en la figura 2.

## 3. Conmutador trifásico

El conmutador trifásico, figuras 3 y 4, es muy simple. La fuente de impulsos de disparo de 40 kHz funciona del mismo modo que se describió en la sección precedente; se requiere una inversión de impulsos porque el amplificador de impulsos debe entregar impulsos de salida en sentido negativo. Con $S_1$ cerrado, $C_2$ no puede cargarse, el generador de impulsos se inhibe, y así $TH_1$-$TH_2$ no conducen. Una salida lógica puede reemplazar a $S_1$. Dado que la carga es un motor, se recomiendan los valores de $R$ y $C$ dados en la figura 3 para facilitar el cebado del triac.

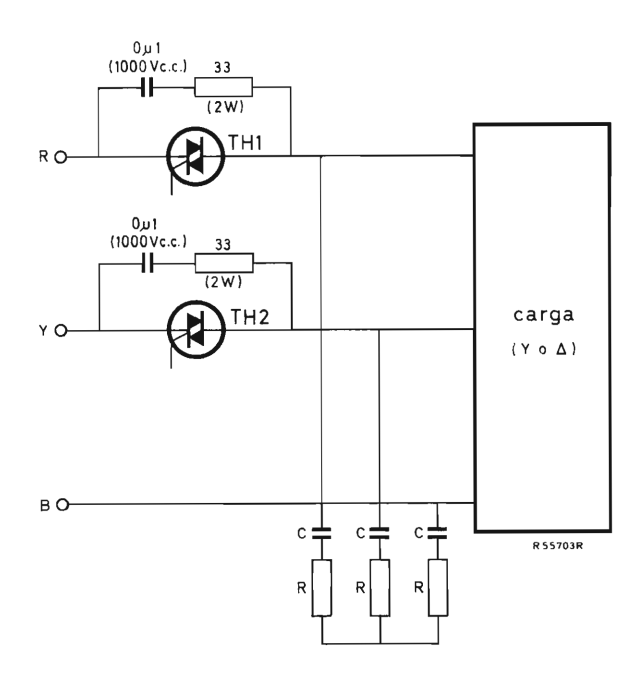



Figura 3. Circuito de potencia de un conmutador trifásico.
$R = 22\ \Omega$, 9,5 W
$C = 1{,}5\ \mu$F, 220 V.

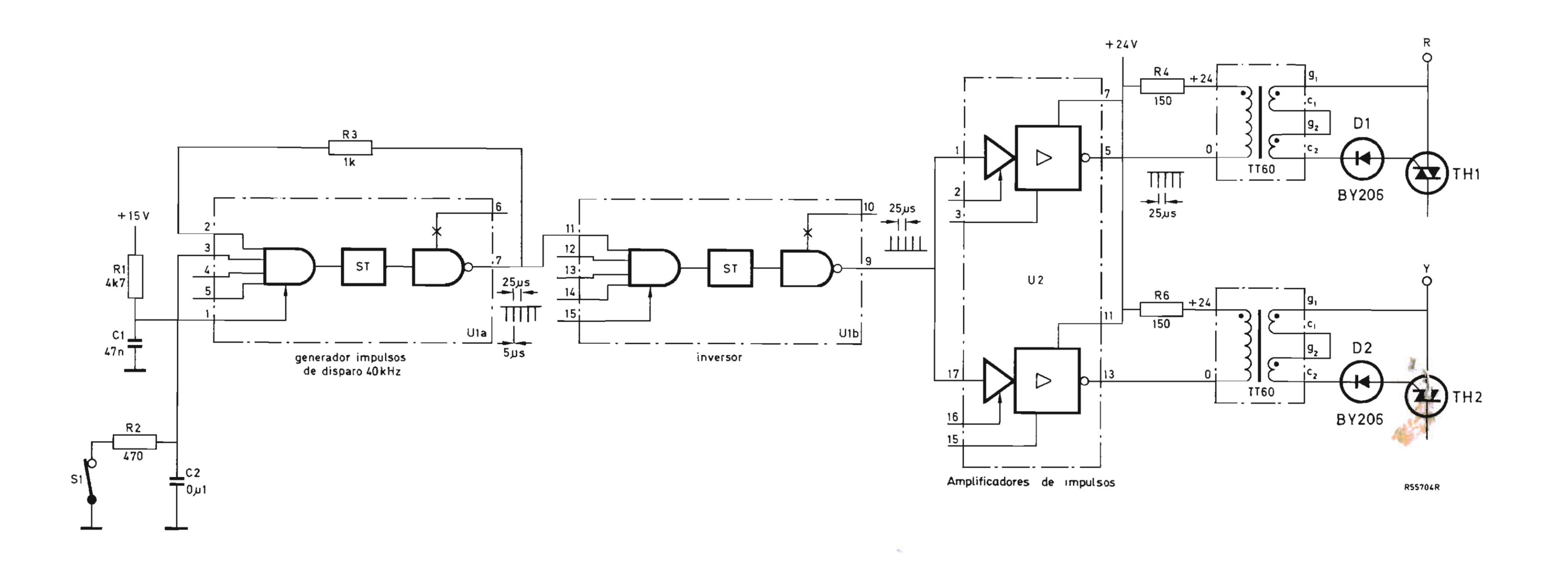



Figura 4. Esquema del conmutador trifásico. $U_{1a,b}$ = FZH241/2.AST30, $U_2$ = 2.LRD30.

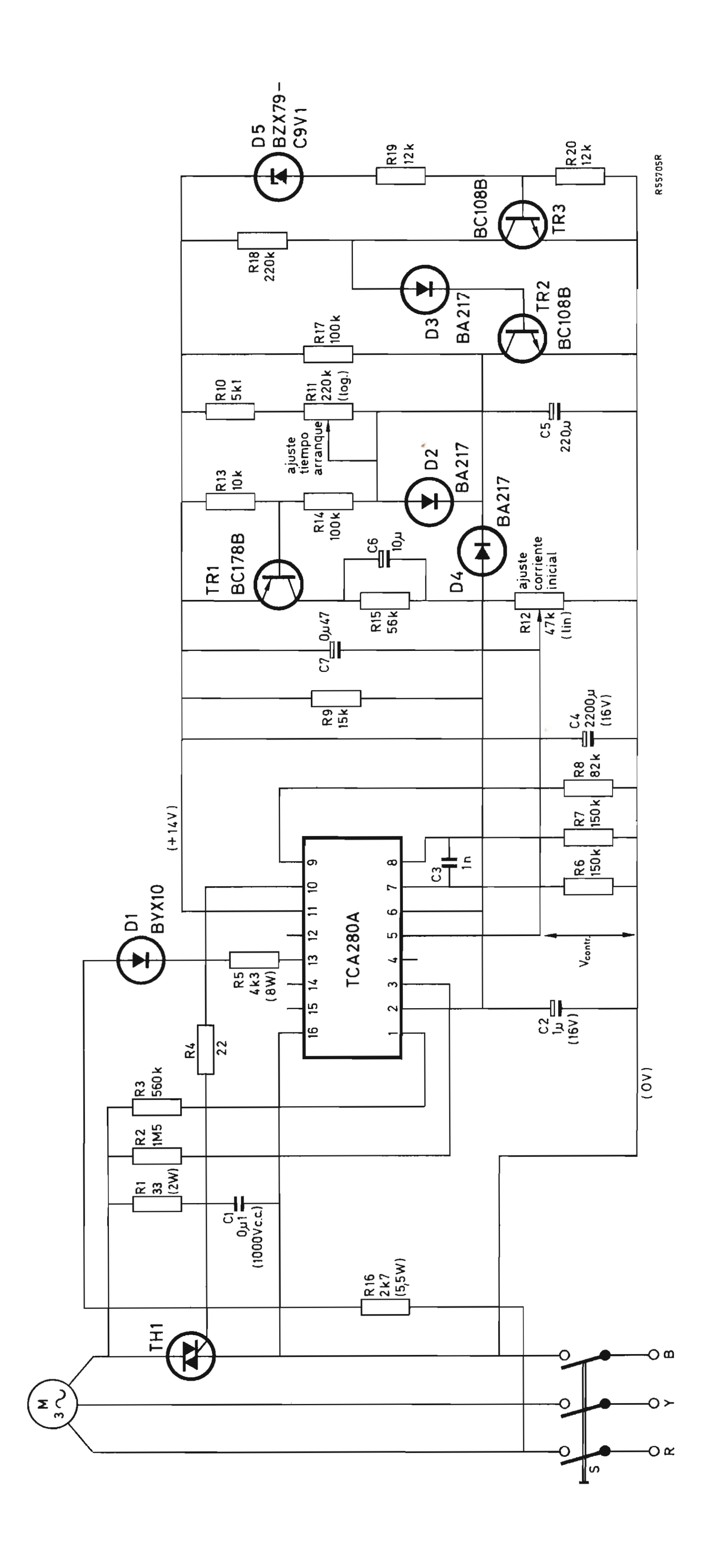



Figura 5. Conmutador de arranque suave.

**4. Conmutador trifásico de arranque suave**

El circuito de la figura 5 proporciona un arranque suave del motor mediante un disparo retardado de un triac conectado en una de las fases activas. La ventaja es que el circuito es simple, pero la disipación del motor crece porque los arrollamientos incontrolados tienen que llevar la corriente inicial durante un prolongado tiempo de arranque.

El ángulo de disparo de $TH_1$ depende del valor instantáneo $V_{contr}$. El desbloqueo excluye disparos parásitos, es decir, el TCA280A se inhibe hasta que su tensión continua ha alcanzado el nivel de estado estable. Después de cerrar el interruptor del motor $S_1$, mientras la alimentación de +14 V del TCA280A está aún por debajo del nivel de estado estable y $D_5$ no conduce, $TR_3$ está bloqueado y $TR_2$ conduce. Con las patillas 2/6 a potencial bajo (porque $TR_2$ y $D_4$ conducen), y la patilla 5 a potencial alto (porque $TR_1$ conduce), el circuito integrado TCA280A no puede producir impulsos disparo. Cuando la alimentación de +14 V ha alcanzado su nivel de estado estable, $D_5$ conduce en avalancha, $TR_3$ se ceba y $TR_2$ se desceba, el diodo $D_2$ queda polarizado en sentido inverso y $C_5$ puede cargarse. Cuando $C_5$ se ha cargado hasta un nivel predeterminado, $TR_1$ se desceba. Entonces, la función de $V_{contr}$ en relación al tiempo sigue la figura 6. Inicialmente, $V_{contr}$ es elevada porque $C_6$ y $C_7$ están descargados. La figura 6 muestra también la tensión en diente de sierra a través de $C_2$ empleada para control de fase. El ángulo de disparo del triac durante el arranque, y así la corriente inicial en la fase controlada, se ajustan mediante $R_{12}$. El tiempo de arranque depende de la velocidad con que se carga $C_5$ y se ajusta con $R_{11}$. Dado que $V_{contr}$ es inicialmente elevada, se asegura un gradual aumento del par de arranque.

*Ajuste (fig. 5):*

1. *Fijar el par de arranque con* $R_{12}$ *(cuanto mayor sea la resistencia* $R_{12}$ *menor será el par de arranque).*
2. *Ajustar* $R_{11}$ *de modo que, durante el arranque, la corriente del motor permanezca aproximadamente igual al valor inicial (observar con un osciloscopio). Comprobar con la corriente de entrada del triac; si es necesario aumentar las resistencias* $R_{11}$ *y* $R_{12}$.

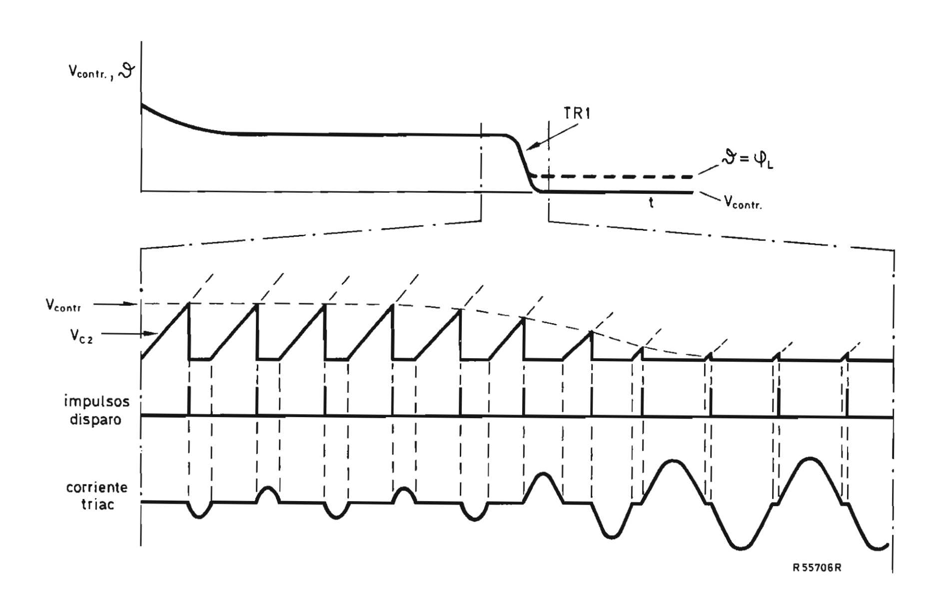



Figura 6. Formas de onda de un conmutador de arranque suave; las formas de onda inferiores están dibujadas en una escala ampliada: $\theta$ es el ángulo de disparo del triac y $\varphi_L$ es el ángulo de fase de la carga.

**5. Conmutador inversor mono/trifásico**

Las figuras 7, 8 y 9 muestran un circuito adecuado como inversor para motor monofásico o trifásico. Fue diseñado originalmente para gobernar un telescopio controlado por ordenador y provisto también de control manual. El circuito utiliza circuitos integrados TTL de la serie FJ para operaciones lógicas y para el interface con los generadores de disparo de potencia UPA61; se produce un impulso de disparo de 20 μs y 10 kHz cuando se aplica un nivel lógico 1 (ALTO) a la entrada (patilla 14) del UPA61.

Las tablas de estado y las subsiguientes operaciones del motor se dan en las tablas 2 y 3. Si las órdenes de rotación en sentido de las agujas del reloj (*CW*) y en sentido antihorario (*CCW*) se dan simultáneamente ($S_2$ $S_3$ cerrados), la salida *E* de la puerta de anticoincidencia toma el nivel 0 (BAJO), las salidas *H* y *K* pasan a 0, los impulsos de disparo no se producen y el motor no se pone en marcha. Los diodos $D_1D_2$ reguladores de tensión limitan la tensión de colector de los transistores de $U_3$ a un valor menor que el nivel nominal (15 V). Las redes $R_7C_1$, $R_8C_2$ proporcionan intervalos muertos de duración superior a medio ciclo durante los cuales no se producen disparos si a una orden *CW* sigue una orden *CCW*. De esta forma se consigue que el control *CW* del triac se anule antes de que comience el control *CCW* del triac, previniendo con esto un cortocircuito.

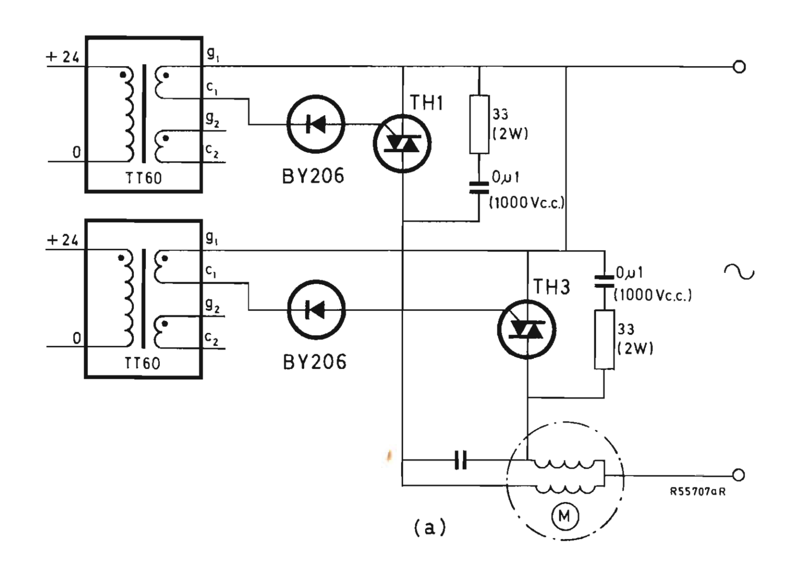
**Tabla 2. Operación lógica para el control automático; $S_1$ $S_2$ $S_3$ abiertos.**

| Salida computada a | | salidas | | | | | | | | | rotación del motor |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| U1-13 | U1-1 | *A* | *B* | *C* | *D* | *E* | *F* | *G* | *H* | *K* | |
| 1 (CCW) | 1 (arranque) | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | CCW |
| 1 (CCW) | 0 (paro) | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | – |
| 0 (CW) | 1 (arranque) | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | CW |
| 0 (CW) | 0 (paro) | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | – |

**Tabla 3. Operación lógica para el control manual; $S_1$ cerrado.**

| $S_2$ | $S_3$ | *Salidas* | | | | | | | *Rotación del motor* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | *C* | *D* | *E* | *F* | *G* | *H* | *K* | |
| abierto | abierto | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | – |
| cerrado | abierto | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | CCW |
| abierto | cerrado | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | CW |
| cerrado* | cerrado* | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | – |

*órdenes contradictorias



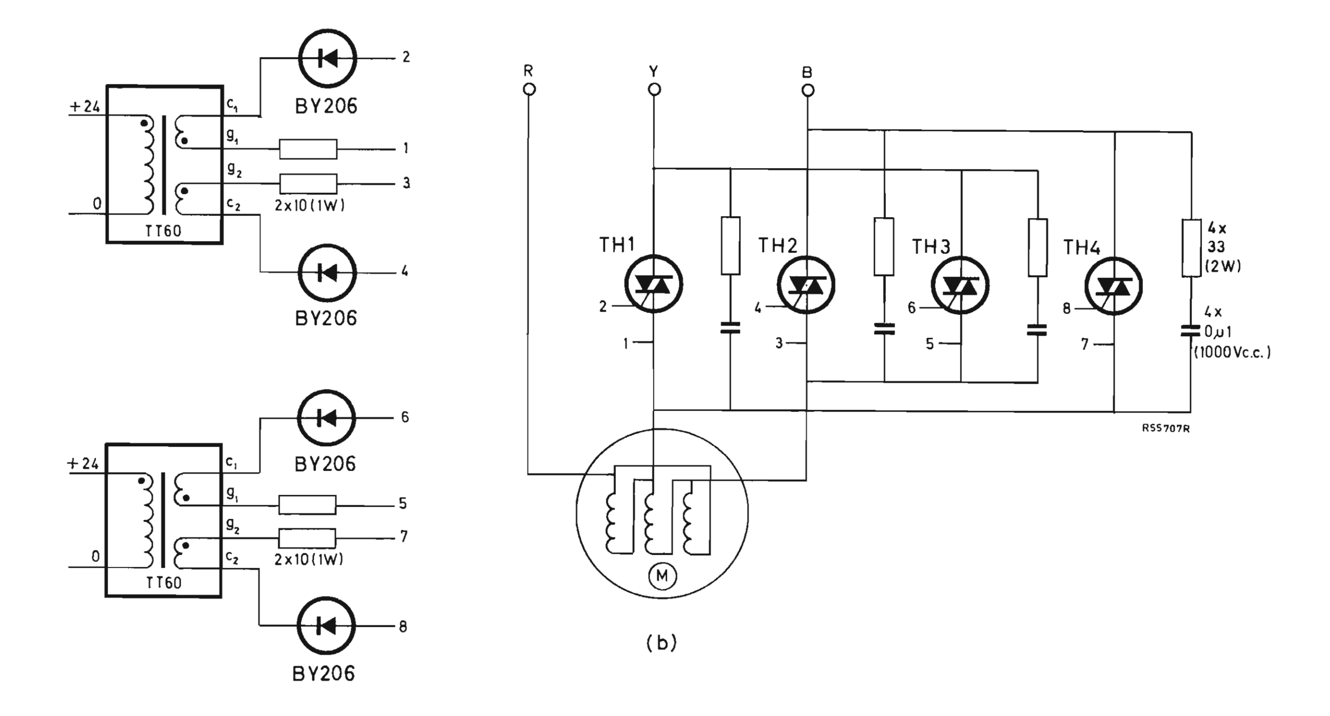




Figura 7. Conmutador inversor de motor: (a) monofásico, (b) trifásico.

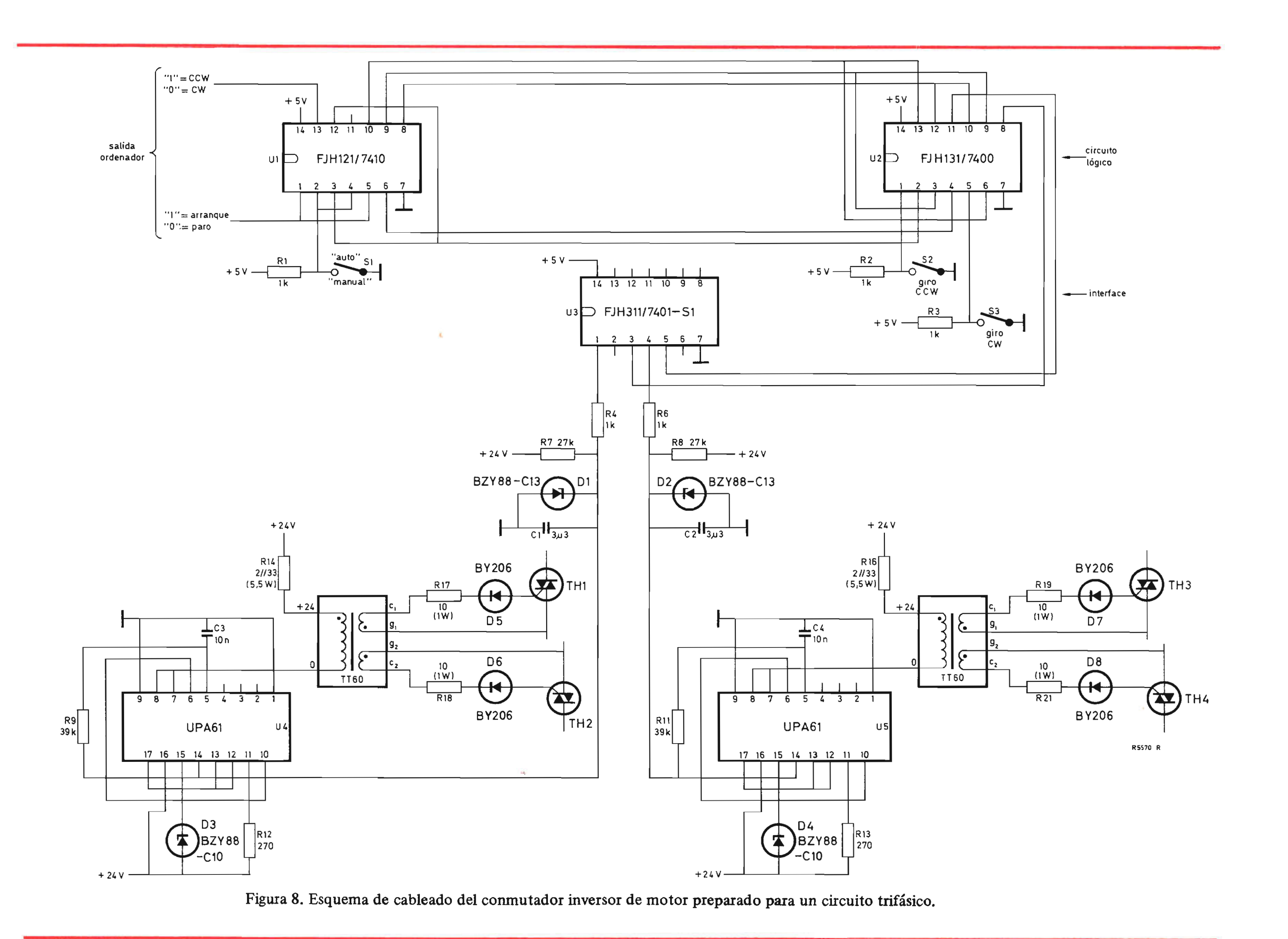



Figura 8. Esquema de cableado del conmutador inversor de motor preparado para un circuito trifásico.

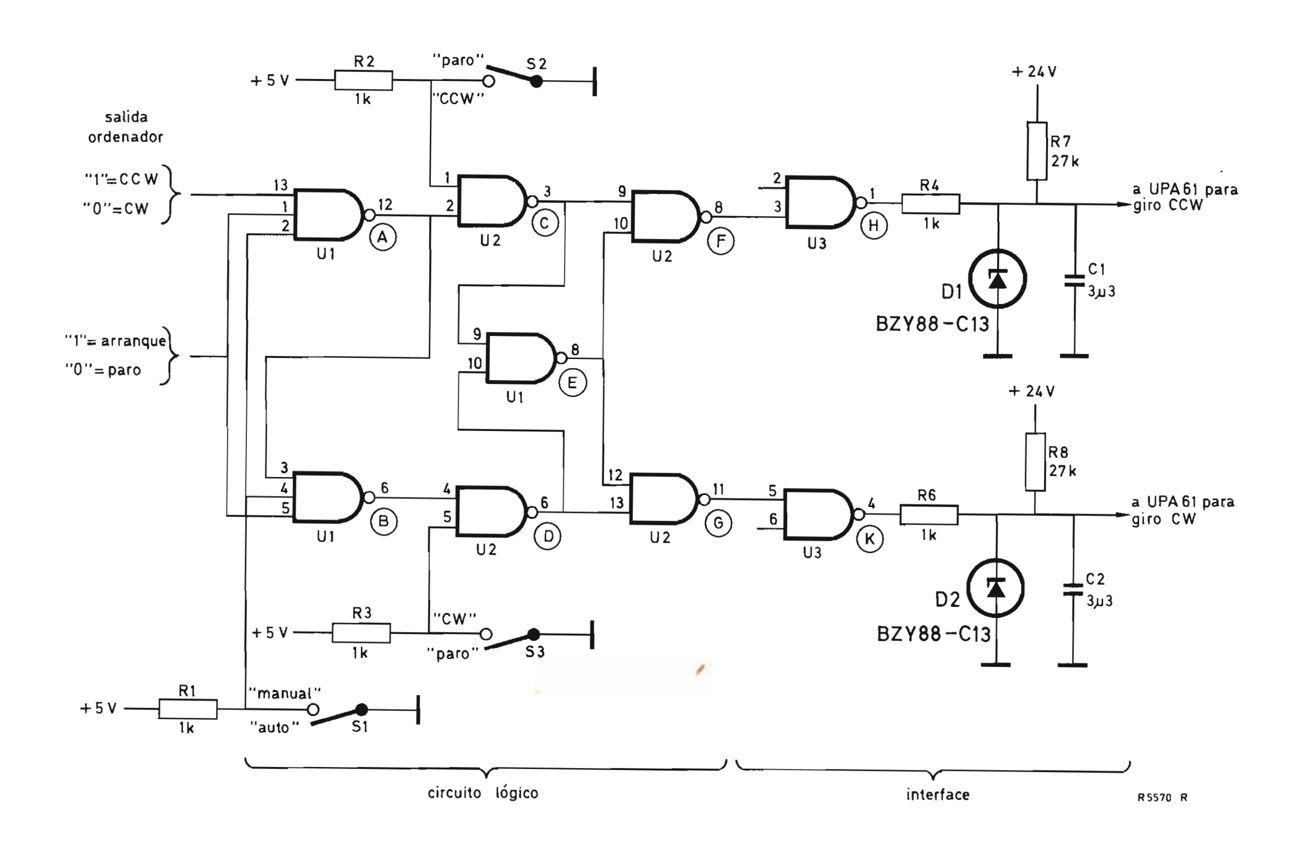


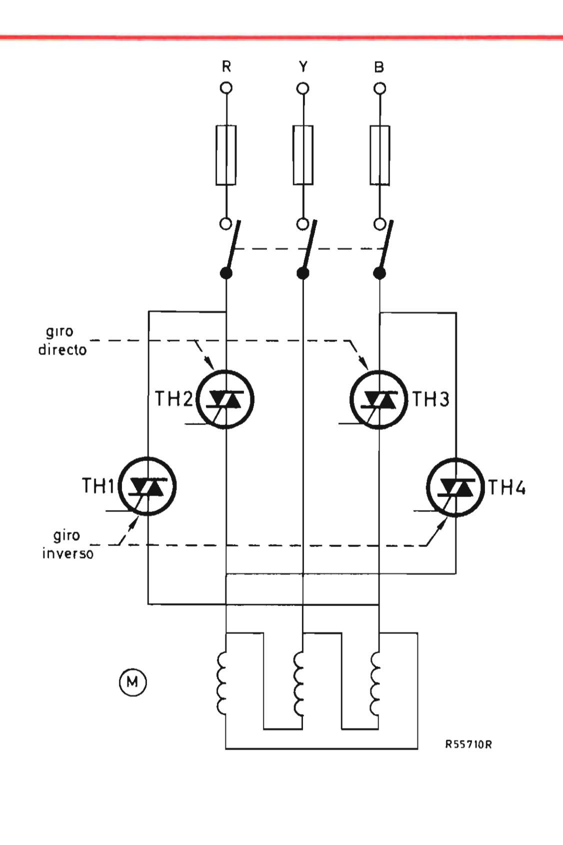

Figura 9. Circuito lógico e interface del conmutador inversor de motor.

## 6. Conmutador trifásico de paro rápido e inversor

El conmutador descrito aquí proporciona un frenado rápido e inversión del motor por el denominado "frenado por inversión" (*plugging*). Este frenado se produce cuando se intercambian los terminales de las dos fases de modo que el campo estator se invierte y gira en sentido opuesto al del rotor. Como consecuencia, se produce un frenado brusco debido a una elevada aceleración en el sentido opuesto. Para conseguir el frenado, el motor se somete a "frenado por inversión" durante un período establecido. El sistema propuesto sólo es aplicable para un motor con una carga constante.

Las figuras 10 y 11 muestran el circuito en el cual se usan los circuitos bloque de las series 60 y 61 para el control de los triacs. La figura 10 es el circuito de potencia. El circuito disparador (fig. 11) incluye las etapas de OR exclusivo $U_{3b}$ $U_{4b}$ para la protección contra la conducción simultánea de los cuatro triacs a causa de órdenes contradictorias. Es decir, el disparo sólo se produce si $F.\overline{R} = 1$ ó $\overline{F}.R = 1$; esta condición se cumple para $F = 1$ (orden hacia adelante) o para $R = 1$ (orden hacia atrás). Las redes $D_1R_1C_1$ y $D_2R_2C_2$ proveen un período de no-disparo de unos 30 ms para asegurar la conmutación de una rotación en un sentido a una rotación en sentido contrario.

En el circuito de la figura 12 las unidades $U_{6a}$ $U_{6b}$ actúan como una memoria biestable cuyo estado está determinado por las órdenes de entrada *R'* y *F'*. Supon-



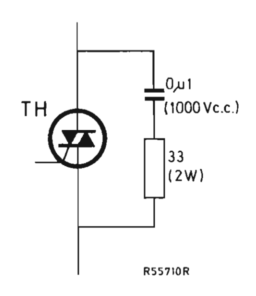




Figura 10. Conmutador inversor trifásico: (a) circuito de potencia, (b) colocación de los triacs.

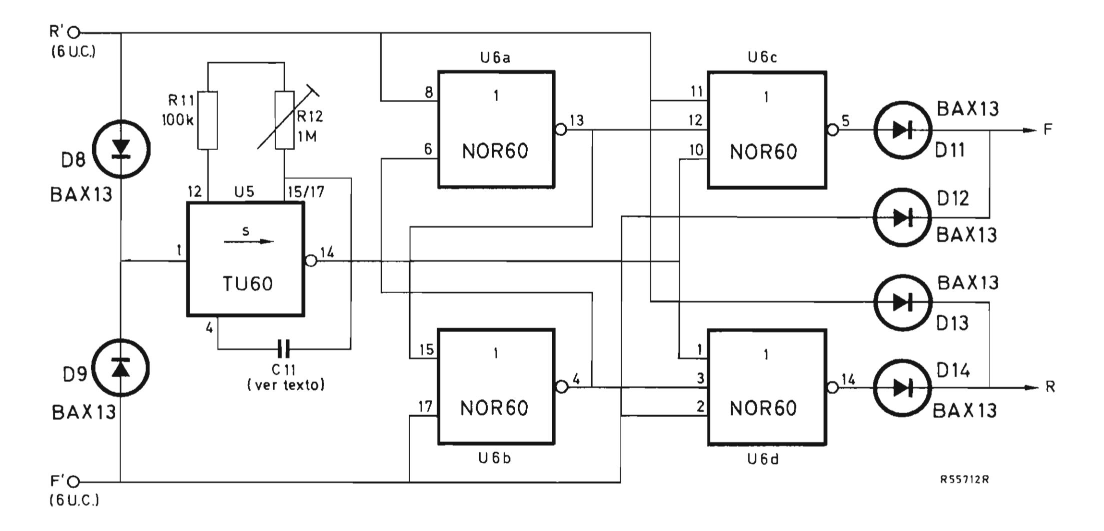



Figura 12. Circuito inversor de un conmutador inversor trifásico.

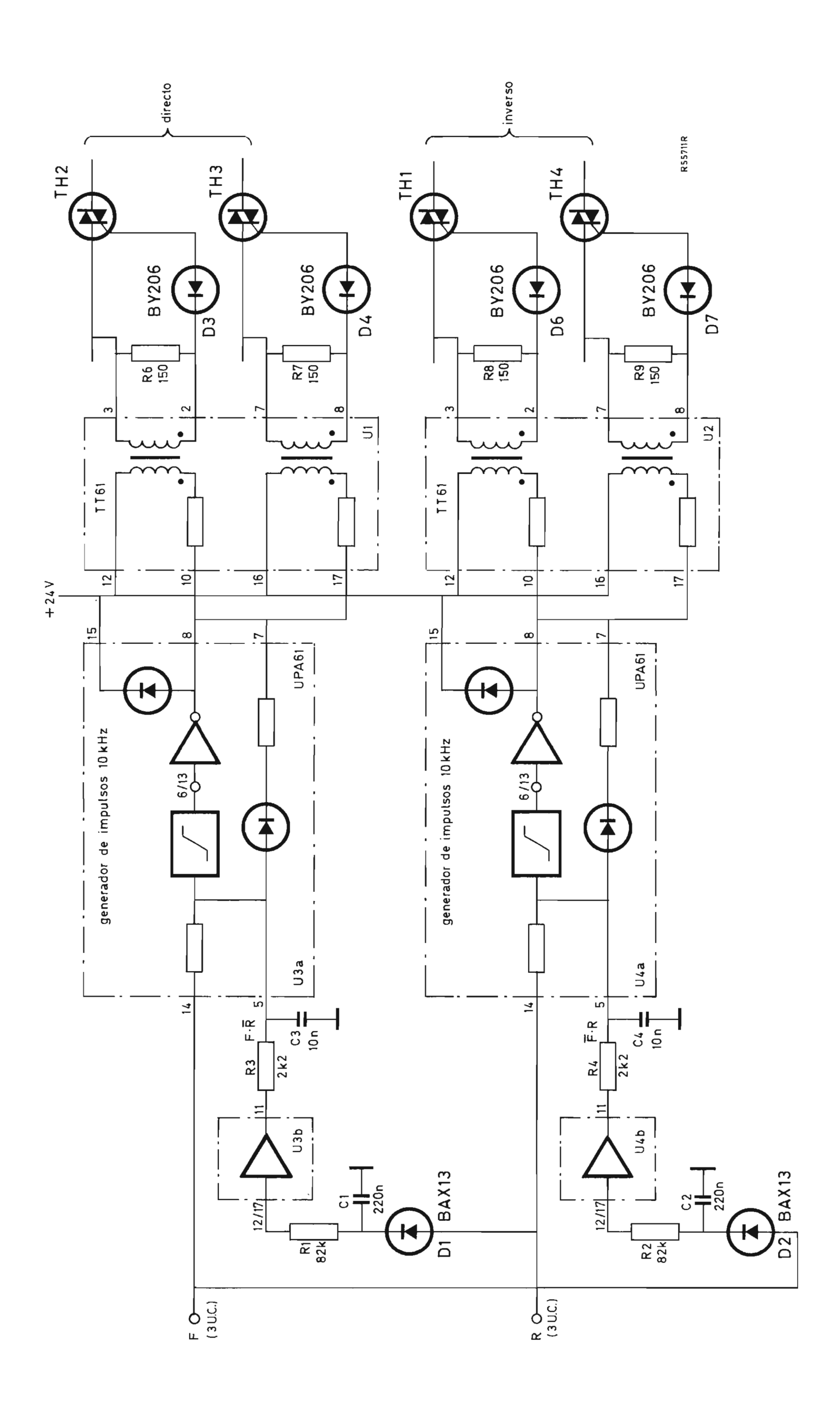



Figura 11. Circuito disparador para un conmutador inversor trifásico.

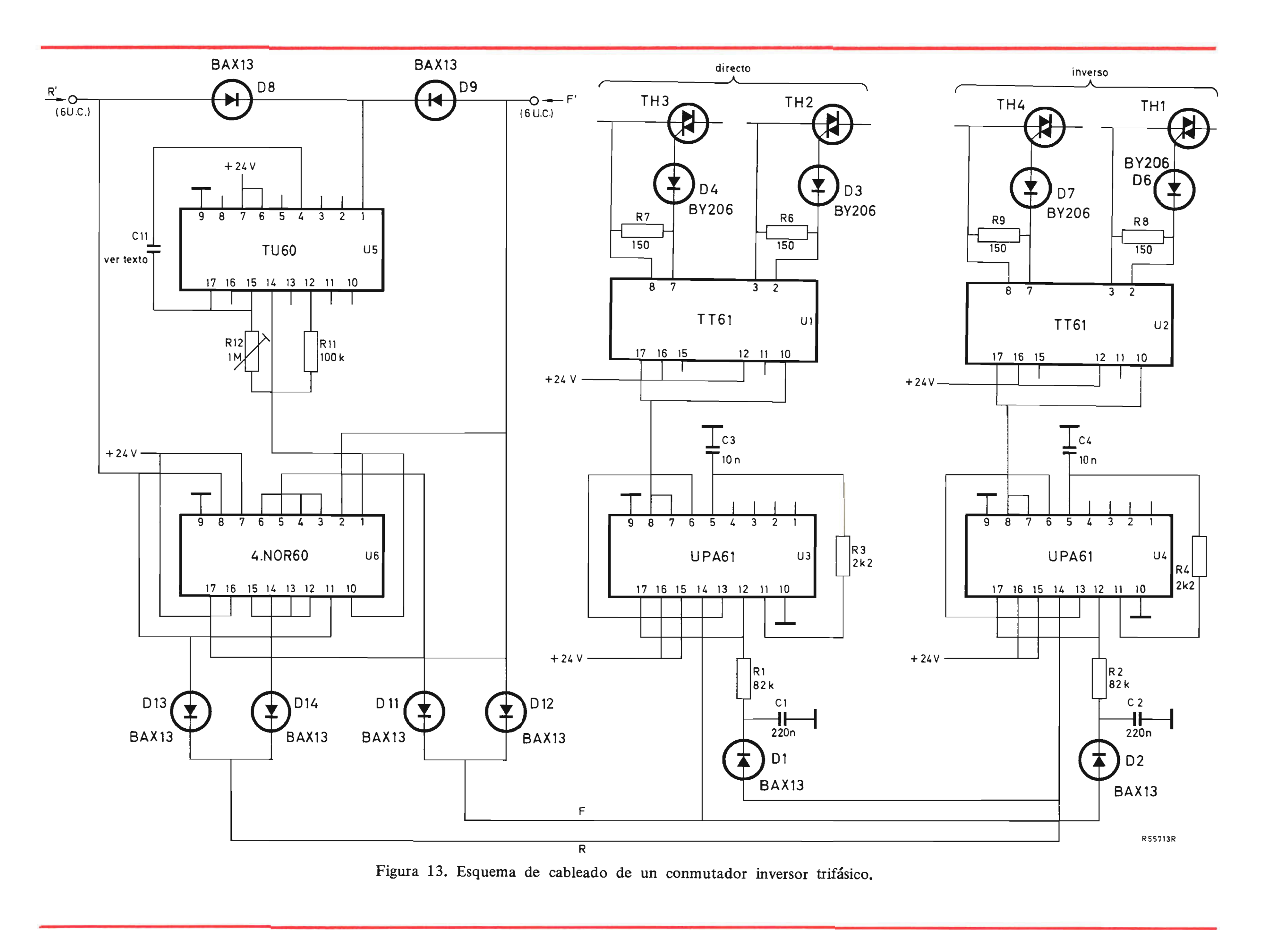
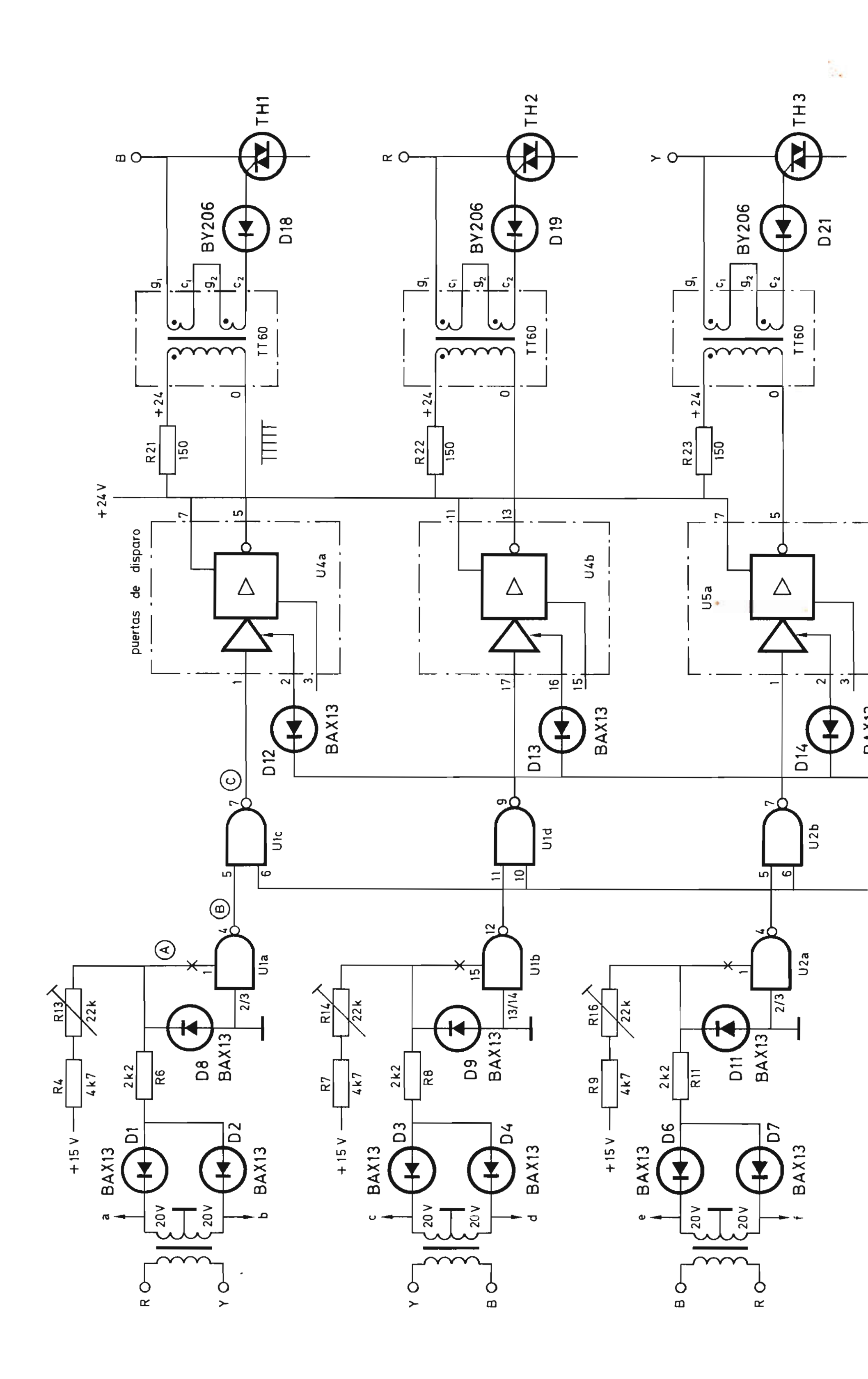



Figura 13. Esquema de cableado de un conmutador inversor trifásico.


TH1
TH2
TH3
BY206
D18
D19
D21
TT60
R21
R22
R23
150
+24
+24 V
puertas de disparo
U4a
U4b
U5a
BAX13
D12
D13
D14
U1c
U1d
U2b
U1a
U1b
U2a
R13
R14
R16
22k
R4
R7
R9
4k7
R6
R8
R11
2k2
D8
D9
D11
+15 V
D1
D2
D3
D4
D6
D7
20V

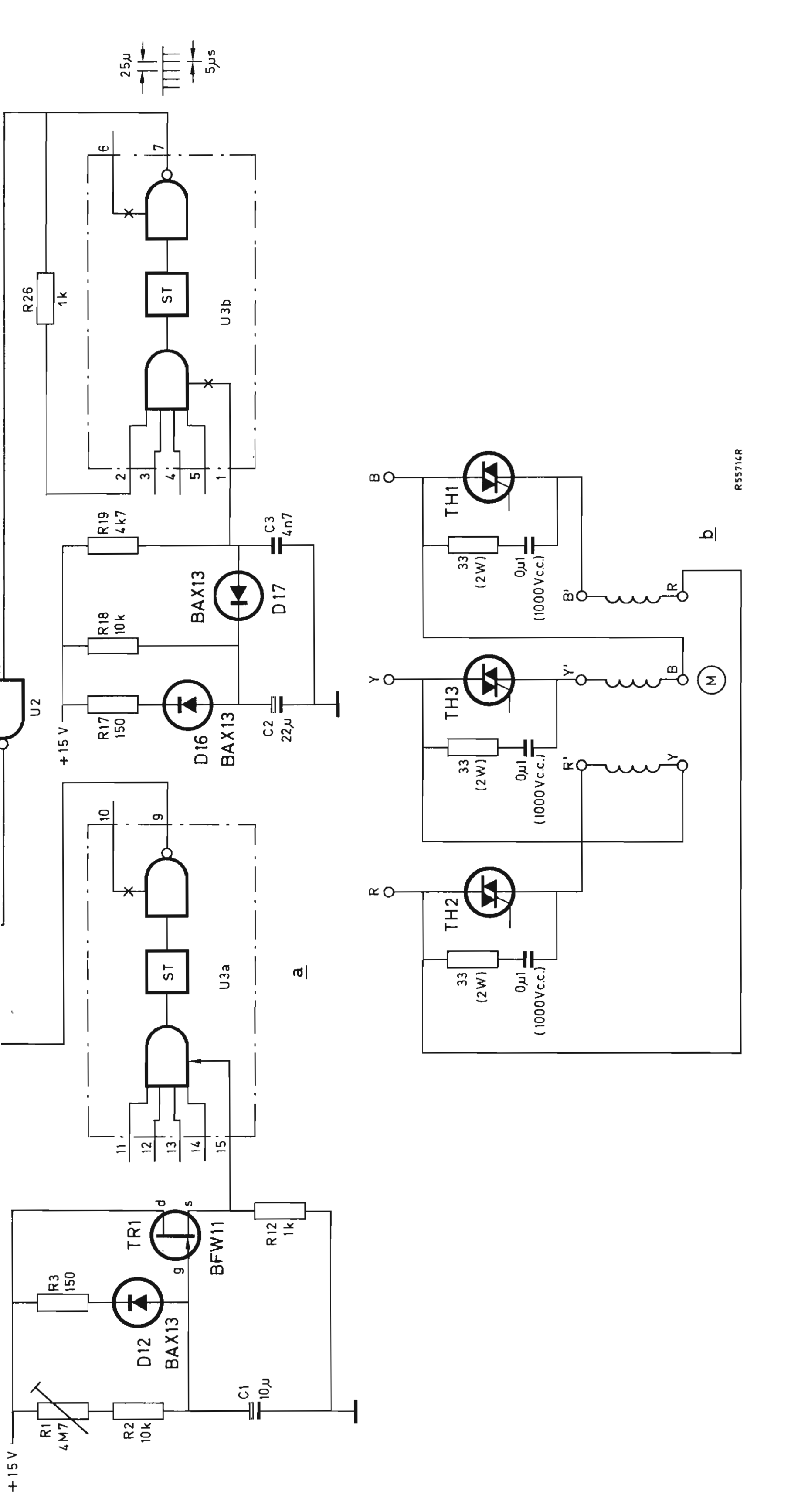



Figura 14. Conmutador estrella/delta: (a) circuito de control, (b) circuito de potencia. El circuito y el motor se activan simultáneamente.
$U_1$, $U_2$ = FZH111/4.NAND30
$U_3$ = FZH241/2.AST30
$U_4$ = 2.LRD30
$U_5$ = 1/2 X 2.LRD30.

gamos $R' = 1$ (rotación hacia atrás) y, en consecuencia, $F' = 0$. La salida de memoria $U_{6a}$-13 está en 0. Cuando $R$ se hace igual a 0, la salida del TU60 permanece en 0 durante un período aproximadamente igual a $C_{11}(R_{11} + R_{12})$, la puerta $U_{6c}$ no tiene excitación de entrada y su salida se hace igual a 1; una orden $F$ (hacia adelante) se emite provocando el frenado del motor. El valor $C_{11}$ depende del tipo de motor y de su carga. La excitación de entrada que se requiere es de 6 U.C. (una resistencia de entrada de unos 16 Ω).

La figura 13 es el esquema de cableado; las conexiones entre $D_{11}$ y $D_{14}$ y las entradas deben ser lo más cortas posible.

*Ajuste (fig. 13):*

*Ajustar* $R_{12}$ *de modo que el motor no se invierta exactamente cuando las señales* F' *y* R' *se hagan 0.*

**7. Conmutador estrella/delta**

El conmutador estrella/delta de la figura 14 utiliza módulos de la serie FZ/30 de elevada inmunidad al ruido para el control de potencia. Como se ve en la figura 14b el motor está permanentemente conectado en delta y la reducida tensión que corresponde a la posición de arranque se obtiene por medio de control de fase.

Las puertas $U_{1a}$ $U_{1b}$ $U_{2a}$ producen impulsos en sentido negativo de 200 µs derivados de las tensiones de sincronización *RY*, *YB* y *BR*. Estos impulsos pasan por las puertas $U_{1c}$ $U_{1d}$ $U_{2b}$ a las puertas de disparo junto con la salida del generador de impulsos de 40 kHz. Véase las formas de onda en la figura 15. Como resultado, se produce una salva de impulsos de 200 µs en las puertas de los triacs tan pronto como el interruptor del motor se cierra, disparando los triacs a 120°. (El generador de

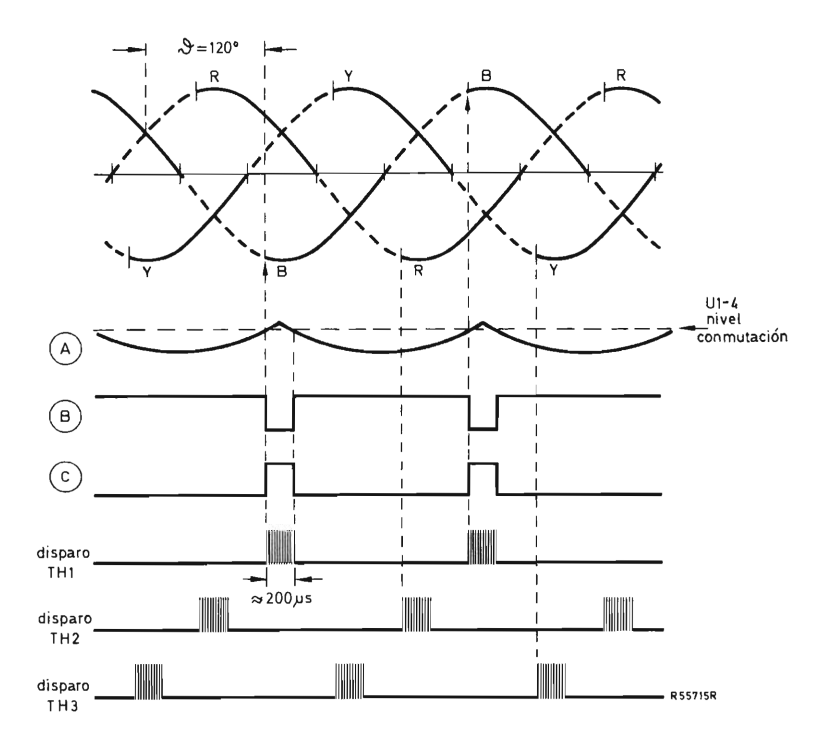



Figura 15. Formas de onda del conmutador estrella/delta (posición estrella).

impulsos funciona del modo descrito en el apartado 2, y $R_{19}$ y $C_3$ son los elementos que determinan la frecuencia.)

Un tiempo preestablecido después de haber cerrado el interruptor del motor, el condensador $C_1$ está suficientemente cargado para conmutar la salida de $U_{3a}$ al nivel BAJO que anula las salidas de $U_{1a}$ $U_{1b}$ $U_{2a}$. Como resultado, las salidas de las puertas $U_{1c}$ $U_{1d}$ $U_{2b}$ pasan a estado ALTO y los triacs se disparan de modo continuo y así se aplica al motor la tensión total.

La protección contra disparos parásitos debidos a una c.c. inestable se asegura añadiendo $C_2$, el cual debe estar suficientemente cargado antes de que el diodo $D_{17}$ se polarice en sentido inverso permitiendo oscilar al generador de impulsos de 40 kHz.

Los potenciómetros $R_{13}$ $R_{14}$ y $R_{16}$ se usan para ajustar las entradas de puerta de c.c. y así los instantes en los que las salidas de las puertas se hacen negativas; estos instantes están relacionados con el ángulo de disparo.

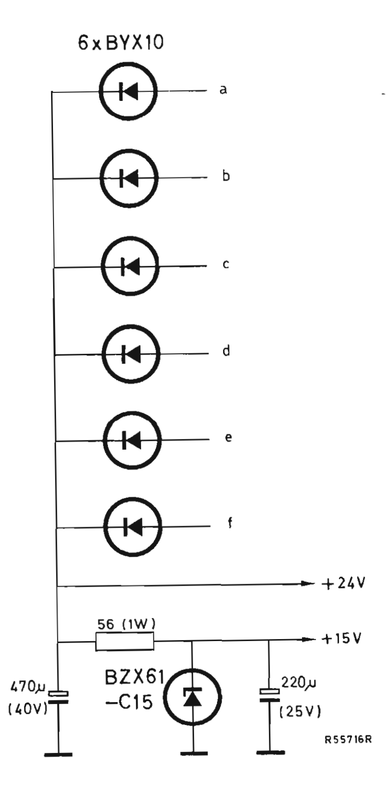



Figura 16. Alimentación de c.c. para conmutador estrella/delta; *a* y *b* son los terminales de los secundarios de los transformadores de sincronización.

El control de fase reduce el número de triacs requerido para este controlador estrella/delta, pero una desventaja es la mayor interferencia de R.F. durante el arranque.

La figura 16 representa el circuito de alimentación de c.c.

*Ajuste (fig. 14):*

1. *Mientras el motor gira con tensión reducida, ajustar* $R_{13}$ *hasta que la tensión entre los terminales B'R (fig. 14b) sea* $1/\sqrt{3}$ *(0,58) veces el valor eficaz de la tensión de línea a línea; a mayor valor de* $R_{13}$ *corresponde una menor tensión. Proceder de forma similar con* $R_{14}$ *y* $R_{16}$ *para ajustar las tensiones entre R'Y y Y'B respectivamente.*
2. *Fijar* $R_1$ *en la máxima resistencia y entonces ajustar de modo que el pico de la corriente de entrada del motor, debido a la conmutación de tensión reducida a total, no exceda el valor del pico que se produce al conectar el motor; el período de tensión reducida del motor puede variar entre 50 s y menos de 1 s mediante variación de* $R_1$.

## 8. Conmutador estrella/delta e inversor

Un circuito para conmutación estrella/delta que proporciona también inversión del motor se da en las figuras 17 y 18; se usan circuitos modulares de la serie 60. Los triacs se controlan por relés de lámina, el circuito disparador se alimenta a través de resistores ($R$) cuyos valores en ohmios son iguales a la tensión entre línea y línea ($V_{LL}$) en voltios. La inversión del motor se obtiene intercambiando dos terminales de fase. Las memorias I y II pasan las órdenes dadas por $S_1$ y $S_2$ a los relés de rotación *CW* y *CCW*. Estos están conectados de modo que $U_{1b}$-14 y $U_{1d}$-5 no puedan ser simultáneamente ALTO; si esto ocurriera, los triacs $TH_1$ a $TH_5$ se dispararían causando un cortocircuito. Cuando se conecta la alimentación de c.c., ambas memorias se ponen a 0 ($U_{1b}$-14 y $U_{1d}$-5 ambas en estado BAJO) por el impulso positivo de carga de $C_4$. La línea de reposición es necesaria para "limpiar" las memorias antes de que se emita una nueva orden.

El período durante el cual el motor está conectado en estrella está determinado por el temporizador $U_6$. Para asegurar un paso seguro a conexión delta, se interpone un intervalo muerto (20 ms para los valores de $R_9$ y $C_6$ especificados) durante el cual no se producen impulsos de disparo, permitiendo el descebado de $TH_9$ $TH_{10}$ $TH_{11}$ antes que $TH_6$ $TH_7$ $TH_8$ puedan conducir. El impulso de reposición de 0,1 s tiene una función

idéntica cuando se conmuta de *CW* a *CCW*, y viceversa; es decir, $TH_1$ $TH_3$ $TH_5$ no dispararán hasta 0,1 s después de que el disparo de $TH_2$ $TH_3$ $TH_4$ haya cesado.

*Ajuste (fig. 19):*
*Fijar* $R_3$ *para máxima resistencia y entonces ajustar de modo que el pico de la corriente de entrada del motor, debido a la conmutación de estrella a delta, no exceda al valor de pico que se produce durante la conexión del motor; el período durante el cual el motor gira en estrella es ajustable entre 0,1 s y 10 s mediante variación de* $R_3$.

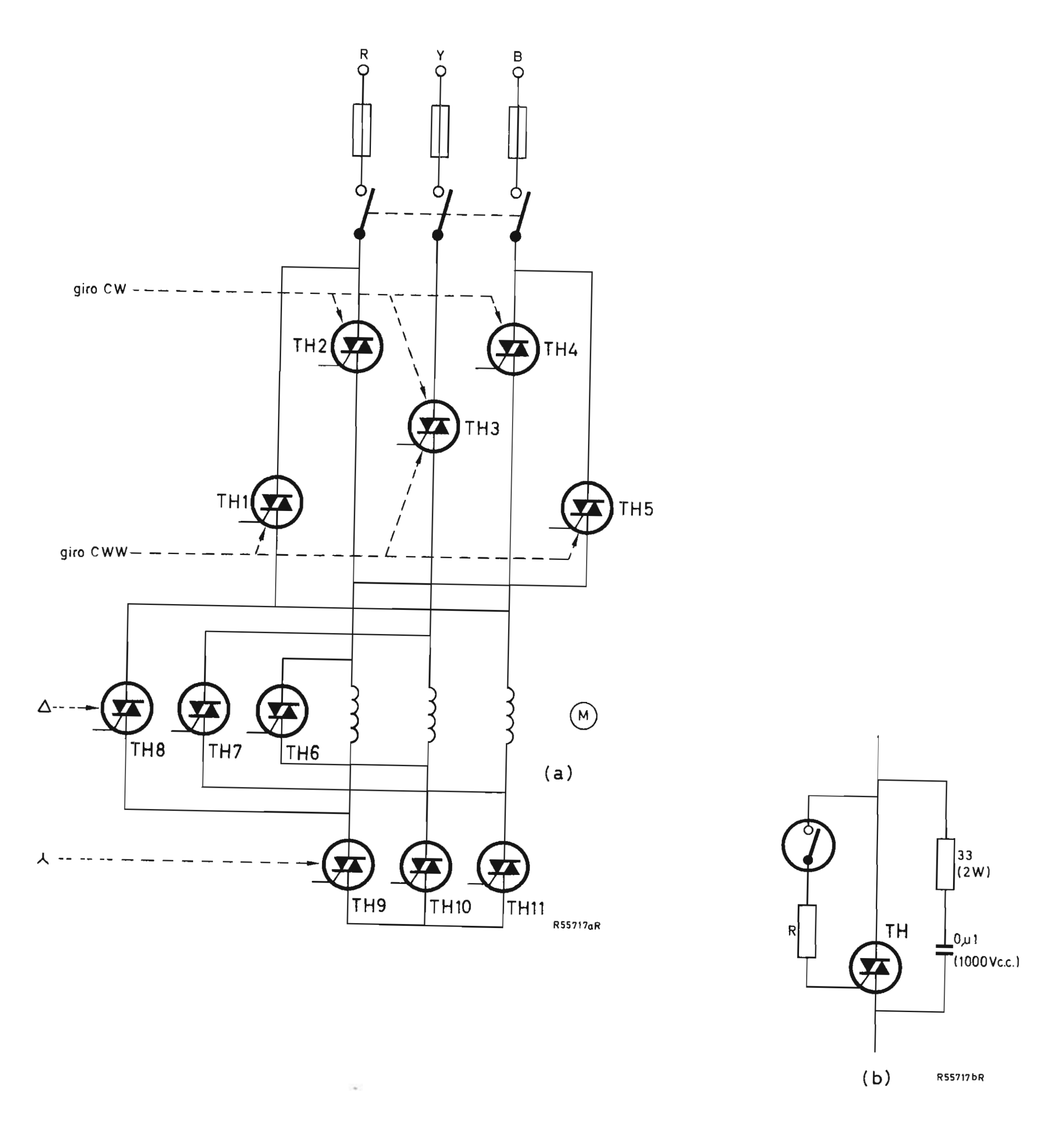



Figura 17. Conmutador inversor estrella/delta: (a) circuito de potencia, (b) posición de los triacs; $R(\Omega) = V_{LL}(\mathrm{V})$.

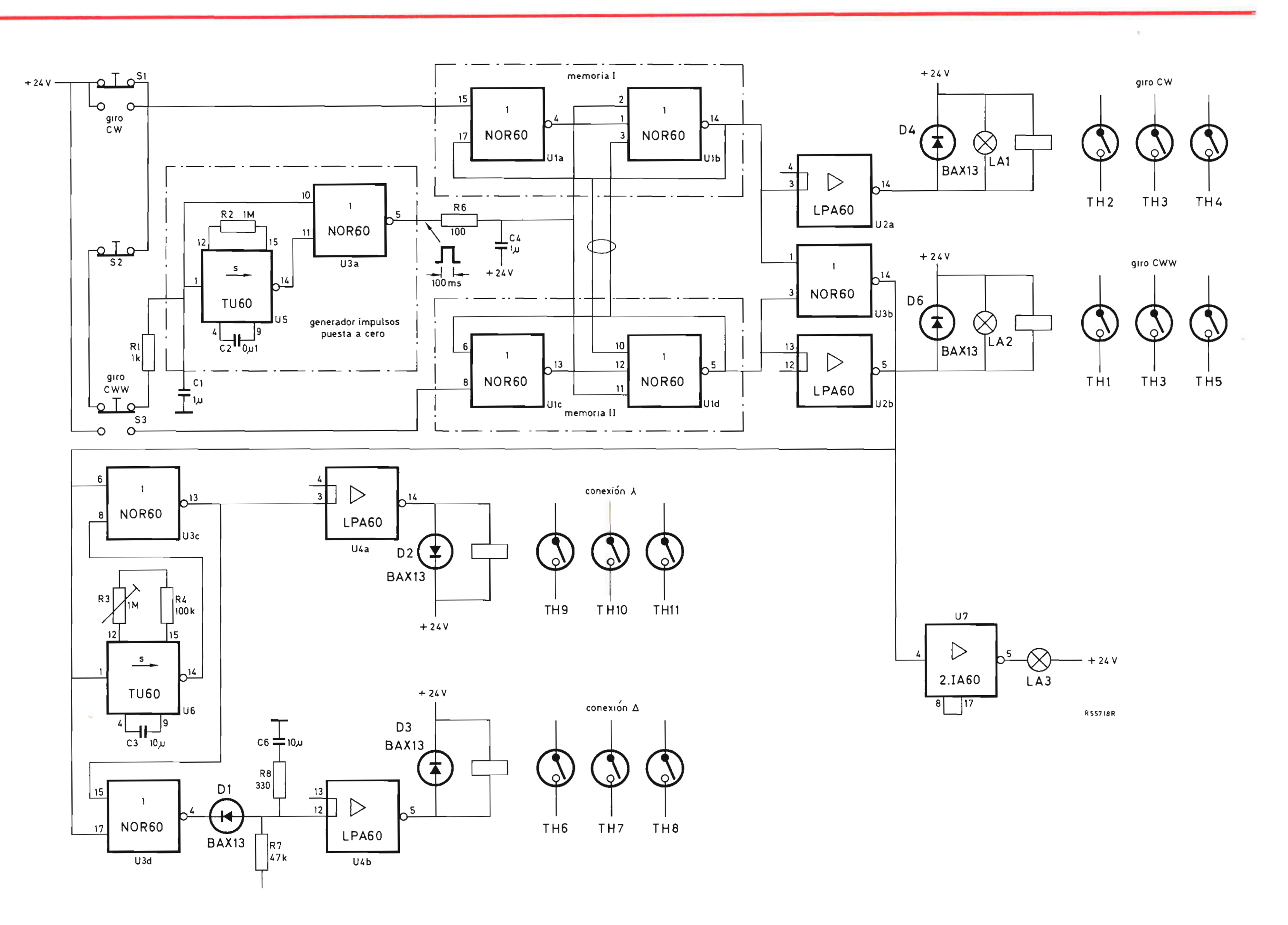



Figura 18. Esquema del circuito del conmutador inversor estrella/delta.

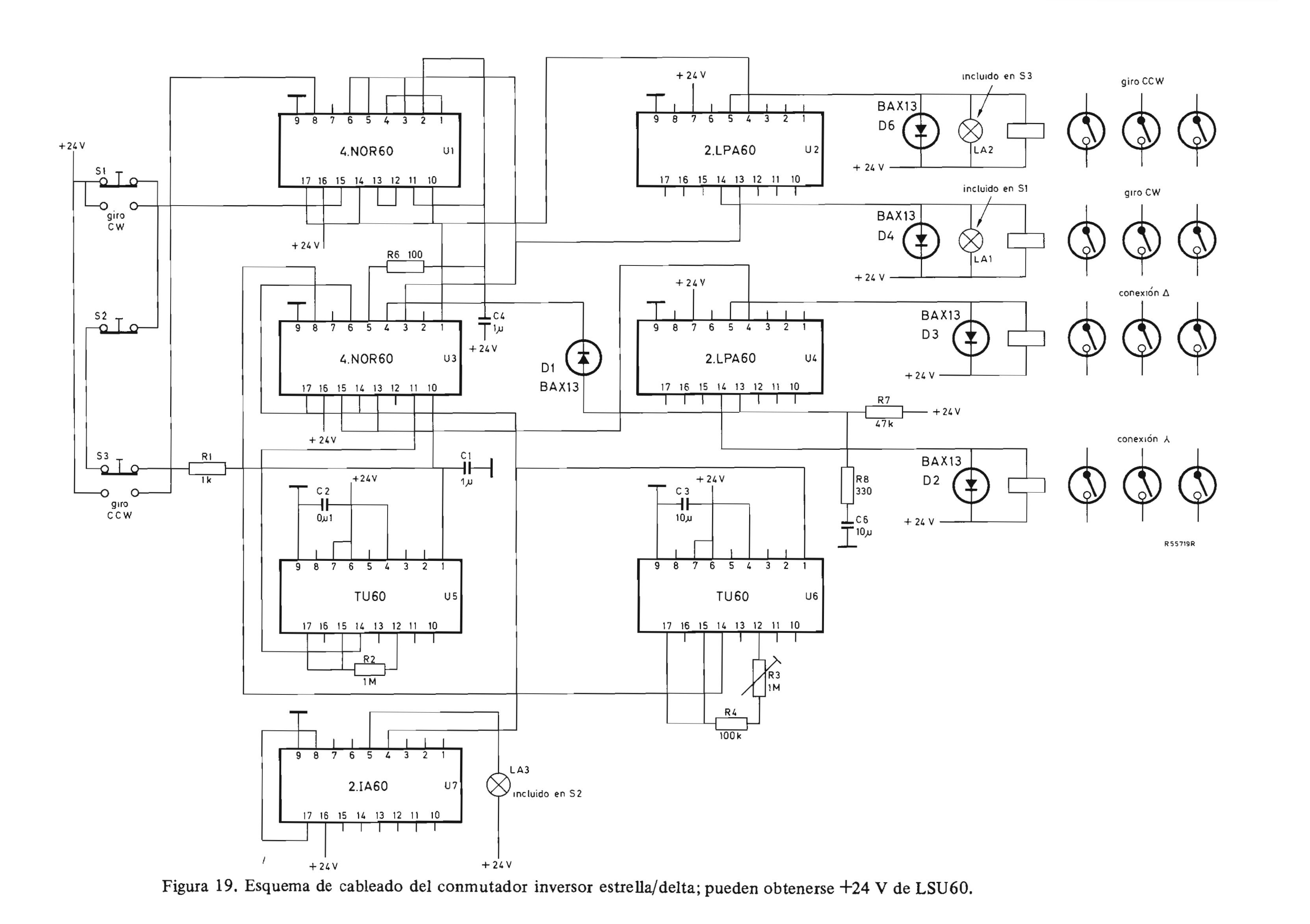



Figura 19. Esquema de cableado del conmutador inversor estrella/delta; pueden obtenerse +24 V de LSU60.

# Bibliografía

ANDRES M. KARCZ

**FUNDAMENTOS DE METROLOGIA ELECTRICA**
Tomo I: Unidades. Patrones. Instrumentos
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7
*Un volumen de 270 páginas (22 x 16 cm). 1975.*



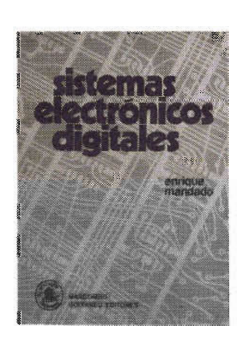

Este primer tomo de una serie de tres dedicados a metrología eléctrica, comienza con el estudio de los diferentes sistemas de unidades y sus correspondientes patrones. A continuación considera los métodos y aparatos de regulación que se utilizan en circuitos de medición. Sigue un capítulo dedicado a la clasificación de los instrumentos de medición y a la descripción de sus elementos componentes comunes. En los capítulos subsiguientes se describen y analizan uno por uno los diferentes sistemas motor de los instrumentos de medición. Por último, se describen los métodos de verificación de los diferentes tipos de instrumentos. Como nota interesante cabe indicar que en esta obra no está previsto describir los instrumentos digitales, dejándolo para otra publicación.

Indice: 1. Unidades y patrones.– 2. Regulación de tensiones e intensidades en circuitos de medición.– 3. Generalidades sobre instrumentos de medición.– 4. Instrumentos magnetoeléctricos.– 5. Instrumentos electromagnéticos.– 6. Instrumentos electrodinámicos.– 7. Instrumentos de inducción.– 8. Instrumentos electrostáticos.– 9. Instrumentos electrotérmicos.– 10. Galvanómetros.– 11. Verificación de instrumentos de medición.

Constituye, en resumen, una obra eminentemente didáctica y práctica de fácil utilización para conocer la técnica e instrumentos disponibles para la realización de medidas eléctricas.

ENRIQUE MANDADO

**SISTEMAS ELECTRONICOS DIGITALES**
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7
*Un volumen de 314 páginas (24 x 17 cm). 2.ª edición. 1975.*




Las grandes posibilidades y las numerosas aplicaciones de los sistemas digitales para la realización de equipos de cálculo y control industrial han conducido a un extraordinario desarrollo de la Electrónica Digital.

En este manual se estudian los fundamentos y la aplicación de los sistemas digitales. Los dos primeros capítulos están dedicados a la teoría básica y conocimientos necesarios para el estudio de los sistemas digitales: sistemas y códigos de numeración y algebra de Boole.

El tercer capítulo describe los sistemas combinacionales y los métodos de síntesis y análisis de estos sistemas mediante funciones lógicas elementales.

En el capítulo 4, se estudian las operaciones aritméticas en sus diferentes códigos y su realización mediante bloques funcionales lógicos.

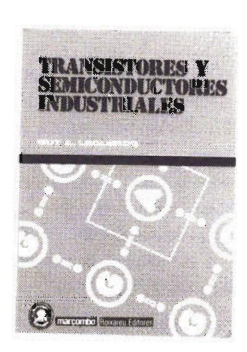
El capítulo 5 está dedicado al estudio de las diferentes tecnologías de realización de circuitos lógicos, sus características y sus campos de aplicación.

Por último, en el capítulo 6 se estudian los sistemas secuenciales y su utilización conjunta con los sistemas combinacionales para realizar el diseño de sistemas digitales.

Con una clara exposición de los temas estudiados, y numerosos ejemplos y problemas resueltos, el lector puede asimilar fácilmente los conceptos estudiados y familiarizarse con las múltiples posibilidades y aplicaciones de las técnicas digitales.

GUY A. LECLERCQ

**TRANSISTORES Y SEMICONDUCTORES INDUSTRIALES**
Marcombo, S. A. Boixareu Editores. Avda. José Antonio, 594. Barcelona, 7
*Un volumen de 360 páginas (24 x 17 cm). 1975.*




Este libro está dedicado al estudio de la estructura, funcionamiento, características y circuitos básicos de los transistores y otros dispositivos semiconductores, considerados especialmente desde el punto de vista de su empleo en aplicaciones industriales. Comienza estudiando los conceptos fundamentales de la física de estado sólido y sigue con el estudio de los dispositivos electrónicos y sus aplicaciones típicas, presentando las soluciones prácticas más interesantes.

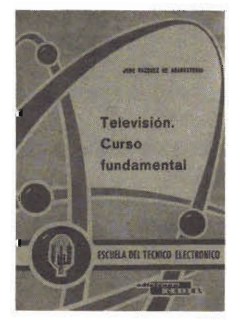
Para dar una idea más exacta del contenido del libro, copiamos a continuación el título de los once capítulos de que consta:

1. Introducción a la física de estado sólido.
2. Dispositivos semiconductores de dos terminales activos y sus circuitos básicos.
3. Transistor de unión.
4. Dispositivos semiconductores de resistencia dinámica negativa y sus aplicaciones.
5. Realimentación.
6. Osciladores sinusoidales.
7. Fuente de alimentación regulada.
8. Formación lineal de ondas y amplificadores operacionales.
9. Circuitos regenerativos no lineales de conmutación.
10. Circuitos lógicos.
11. Ejemplos de análisis de esquemas comerciales.

Profusamente ilustrado y con numerosos ejemplos de aplicación, este libro presenta la teoría básica del funcionamiento y la aplicación de los dispositivos semiconductores.

JOSE VAZQUEZ DE ABARRATEGUI

**TELEVISION. CURSO FUNDAMENTAL**
Colección "Escuela del Técnico Electrónico"
Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona
*Un volumen de 240 páginas (19,5 x 13,5 cm). 1974.*




Como su título indica, este manual constituye un curso fundamental dedicado al estudio de la estructura y funcionamiento de cada una de las partes del receptor de televisión en blanco y negro. Con un lenguaje sencillo y explicaciones de fácil asimilación, el autor va analizando las diferentes funciones realizadas por el televisor y los circuitos empleados para ello.

Toda la exposición teórica viene avalada por la descripción de algunos esquemas comerciales utilizados desde hace algunos años en los que se emplean válvulas electrónicas.

Con los numerosos ejemplos de aplicación práctica y los esquemas descritos, este manual constituye un verdadero curso fundamental para aquellas personas que deseen iniciarse en el campo de la televisión.

VOLUMEN 12

Número 2.- El transistor de efecto de campo MOS.- Tiristores: métodos de cebado.- Aplicaciones del circuito bloque UPA61.- Preamplificador para osciloscopio de banda ancha.- El transistor FET en circuitos de conmutación.- Red de adaptación de impedancia para micrófono de condensador.

Número 3.- Tiristores: métodos de descebado.- Propiedades eléctricas de los transistores FET y MOS.- Transistores de potencia Darlington.- El punto de trabajo de los transistores FET y MOS.- Protección de tiristores por medio de fusibles.- Preamplificador para detectores de radiación.- Amplificador de ganancia unidad de c.c. a 100 MHz.- Preamplificador para cámara de TV.

Número 4.- Amplificadores de audio de 15 a 25 W con transistores de salida complementarios.- Amplificador de audio de 25 W para Hi-Fi con transistores Darlington de potencia BD266 y BD267.- Fuente de alimentación estabilizada con transistor Darlington BDX63.- Guía de sustitución de transistores.

Número 5.- Amplificadores lineales de banda lateral única transistorizados.- Amplificador operacional CSA70 estabilizado mediante chopper.- Guía de sustitución de diodos de señal.

Número 6.- Tiristores: supresión de transitorios de tensión.- Diodos de referencia de gran estabilidad: series 1N821 y BZX90.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas no lineales.

Número 7.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Tiristores: conexión en serie.- Consideración sobre controles electrónicos: sistemas con dos estados.- Guía de sustitución de diodos zener.

Número 10.- Tiristores: técnicas de control.- Diodos de barrera superficial fotosensibles.- Estabilizadores de tensión con TBA281.- Tecnología LOCMOS en circuitos integrados.

Número 11.- Transmisor de AM de 25 W, para frecuencias de 144 a 174 MHz.- Amplificador diferencial con transistores de efecto de campo.- El transistor de efecto de campo como resistor controlado por tensión.- Inversor para iluminación de 40 W y 28 V con transistores BDX36.- El número de tipo de los componentes electrónicos.

VOLUMEN 13

Número 1.- TCA270. Demodulador síncrono para televisión.- Sistema de control autogobernado con Norbit.- Diseño de rectificadores de elevada tensión.- Tecnología de fabricación de transistores para baja frecuencia.

Número 2.- Interruptores estáticos reguladores de temperatura y circuitos de control de fase con TCA280.- Aplicaciones de Norbits series 60 y 61.- Sistema de altavoz para alta fidelidad con el altavoz AD2090/T.- Area de funcionamiento de seguridad para transistores de potencia.

Número 3.- Regulador de tensión de 35 V, 10 A.- Circuitos impresos flexibles.- Control de motores.- Decodificador PAL con excitación rojo, verde, azul.

Número 4.- Aplicación del TBA750A en un canal de sonido de interportadora.- Circuitos convertidores para fuentes de alimentación conmutadas.- Semiconductores para sistema de antena colectiva de televisión CATV.

Número 5.- 20AX para televisión en color de 110º.- Amplificadores de potencia de RF para salidas de hasta 300 W de potencia de cresta.- Circuitos de control de tiempo proporcional.- Control de tacto para amortiguador de iluminación con ZA 1006.

Número 6.- Circuitos de control de desplazamiento de fase.- Aplicaciones del contador de cuatro décadas FEJ271.- Amplificadores de audio de 25, 50 y 100 W con transistores Darlington.- Circuitos prácticos.-

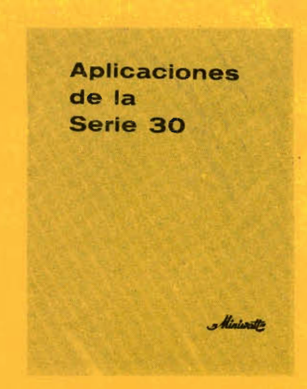
Número 7.- Transistores de salida de alta tensión de desviación horizontal.- Amplificadores de audiofrecuencia con transistores BC328 y BC338.- Sistemas de control de seguridad para prensas de troquelar.

Número 8.- Sistemas de ultrasonidos con transductores piezoeléctricos.- Sistema de radar miniatura con osciladores de efecto Gunn.- Conmutadores estáticos de C.A. con tiristores.- Circuitos de salida de audio para receptores de televisión.- Amplificador de audio de 6 W para Hi-Fi con transistores BD435/436.

Número 9.- Control de motores de C.C..- Supresión de interferencia de radiofrecuencia en fuentes de alimentación conmutadas.- Circuitos prácticos.

Número 10.- Conmutación estática de lámparas de neón.- Materiales cerámico-piezoeléctricos. Amplificador de 3 W para autorradio con transistores BD436.- Guía de sustitución de válvulas y tubos electrónicos.

Número 11.- Adaptación de receptores de televisión a grabadores de vídeo.- Control de motores de corriente alterna.- Transductores de flexión cerámico-piezoeléctricos.- Nomograma para cálculo de bobinas de una capa con núcleo de aire.




# APLICACIONES de la SERIE 30

La serie FZ/30 consta de una gama ideal de componentes lógicos que comprende las funciones y biestables usuales, junto con los elementos de acoplamiento esenciales para una fácil adaptación de equipos periféricos realizados con esta serie, a equipos realizados con las series FJ(TTL) y FC(DTL) y se completa con elementos híbridos indispensables en todo sistema, tales como temporizadores, amplificadores de potencia y fuente de alimentación.

ELEVADA INMUNIDAD ESTATICA A RUIDO

Inmunidad estática a ruido de 5 V, para alimentación de 12 V, y de 8 V, para alimentación de 15 V. Estos valores son sumamente significativos si se comparan con los de otras series, y destacan la necesidad de utilizar la serie 30 en equipos en los que se esperan niveles importantes de ruidos.

ELEVADA INMUNIDAD DINAMICA A RUIDO

Elevada inmunidad dinámica a ruido gracias a largos retardos de propagación y lentos tiempos de subida y caída. Es ajustable (conectando un condensador a la base del transistor excitador) a las condiciones de rapidez de respuesta y frecuencia máxima de funcionamiento del equipo.

BAJA IMPEDANCIA DE SALIDA

Baja impedancia de salida en los dos estados lógicos que suprime fácilmente cualquier ruido acoplado a través de las líneas de interconexión.

Circuito básico de una puerta NAND



Resumen de datos (para puertas normales)

| | |
|---|---|
| Tensión de alimentación..... | 12 V +12,5 % -5 % |
| | 15 V +13 % -10 % |
| Temperatura ambiente de trabajo...................... | 0 ºC a 70 ºC |
| Retardo de propagación media (puerta básica sin condensador).................... | 150 ns |
| Cargabilidad c.c. (puerta básica) estado BAJO......... | 10 |
| estado ALTO......... | 100 |
| Margen de ruido c.c. | |
| alimentación 12 V......... | 5 V |
| alimentación 15 V | |
| estado BAJO............ | 5 V |
| estado ALTO............ | 8 V |

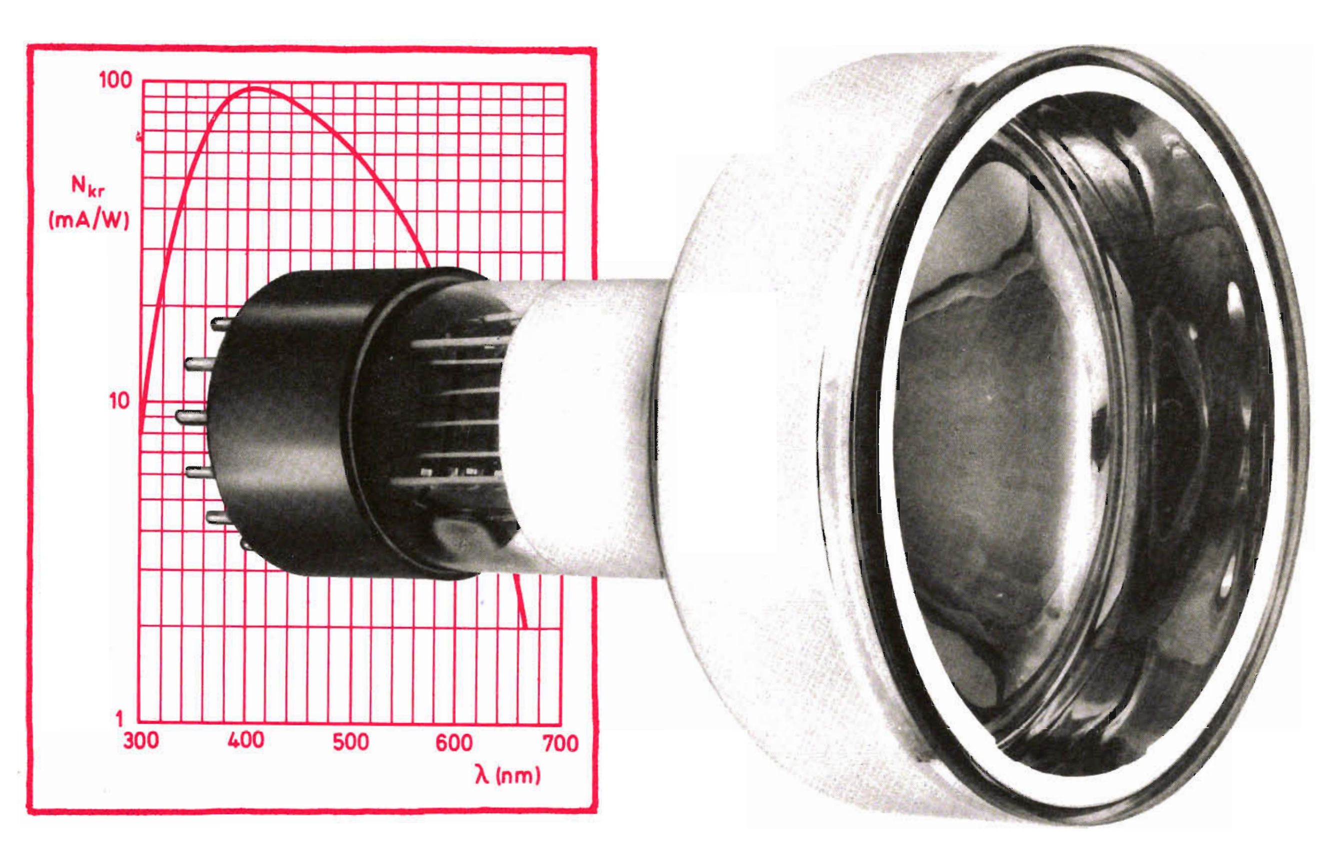
**Una amplia y práctica exposición sobre la SERIE 30, familia de elementos especialmente indicados para su aplicación en equipos de control, de maniobras y en periféricos en general.**

# REVISTA Miniwatt

Vol. 14-Núm. 8 SEPTIEMBRE 1975 30 Ptas.



# NUEVO FOTOMULTIPLICADOR



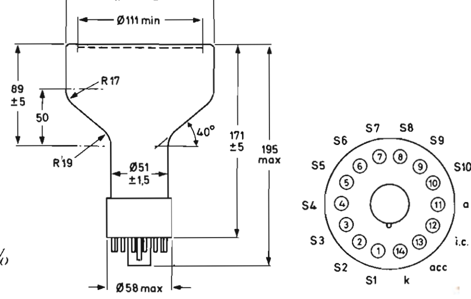

# XP 2050

Con el número de tipo XP2050 hemos introducido un nuevo fotomultiplicador, de elevada sensibilidad y gran estabilidad, para aplicaciones de física nuclear.
Este fotomultiplicador está especialmente indicado para aquellos casos en los que el número de fotones a detectar es muy pequeño, o donde se requiera una buena respuesta de cada punto del fotocátodo.

El fotomultiplicador XP2050 es un tubo de 10 pasos con una ventana plana y un fotocátodo de tipo D bialcalino semitransparente que tiene una respuesta espectral típica de 95 mA/W para 401 nm. El diámetro útil del fotocátodo es de 111 mm. El dinodo de Cu-Be proporciona a este fotomultiplicador una notable estabilidad y una reducida corriente de oscuridad.

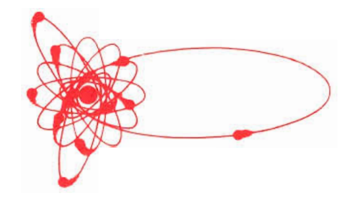
**Principales características**

| | |
|---|---|
| Número de pasos | 10 |
| Característica sensibilidad espectral | tipo D |
| Diámetro útil del fotocátodo | 111 mm |
| Rendimiento cuántico para 401 nm | 29% |
| Sensibilidad espectral cátodo para 401 nm | 95 mA/W |
| Sensibilidad espectral ánodo para 401 nm y 1500 V | 28 kA/W |
| Corriente oscuridad de ánodo para 1500 V | 2 nA |
| Resolución amplitud impulso ($^{137}$Cs) | aprox. 7,5% |
| Desviación de ganancia para 1500 V | aprox. 1% |



# REVISTA "Miniwatt"

**Publicación de aplicaciones electrónicas**


Director.
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
*Revista MINIWATT*
Balmes, 22 - Barcelona-7





Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona


No se trata de pequeños escarabajos o ciempiés, sino de circuitos integrados



# ÍNDICE




**VOLUMEN 14 - Número 8 AGOSTO-SEPTIEMBRE 1975**

**Funciones trigonométricas (logaritmos)**

| ANGULO | SENO | COSENO | TANGENTE | COTANGENTE | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | $-\infty$ | 0,0000 | $-\infty$ | $\infty$ | 90 |
| 1 | $\bar{2}$,2419 | $\bar{1}$,9999 | $\bar{2}$,2419 | 1,7581 | 89 |
| 2 | ,5428 | ,9997 | ,5431 | ,4569 | 88 |
| 3 | ,7188 | ,9994 | ,7194 | ,2806 | 87 |
| 4 | ,8436 | ,9989 | ,8446 | ,1554 | 86 |
| 5 | ,9403 | ,9983 | ,9420 | ,0580 | 85 |
| 6 | $\bar{1}$,0192 | $\bar{1}$,9976 | $\bar{1}$,0216 | 0,9784 | 84 |
| 7 | ,0859 | ,9968 | ,0891 | ,9109 | 83 |
| 8 | ,1436 | ,9958 | ,1478 | ,8522 | 82 |
| 9 | ,1943 | ,9946 | ,1997 | ,8003 | 81 |
| 10 | ,2397 | ,9934 | ,2463 | ,7537 | 80 |
| 11 | $\bar{1}$,2806 | $\bar{1}$,9919 | $\bar{1}$,2887 | 0,7113 | 79 |
| 12 | ,3179 | ,9904 | ,3275 | ,6725 | 78 |
| 13 | ,3521 | ,9887 | ,3634 | ,6366 | 77 |
| 14 | ,3837 | ,9869 | ,3968 | ,6032 | 76 |
| 15 | ,4130 | ,9849 | ,4281 | ,5719 | 75 |
| 16 | $\bar{1}$,4403 | $\bar{1}$,9828 | $\bar{1}$,4575 | 0,5425 | 74 |
| 17 | ,4659 | ,9806 | ,4853 | ,5147 | 73 |
| 18 | ,4900 | ,9782 | ,5118 | ,4882 | 72 |
| 19 | ,5126 | ,9757 | ,5370 | ,4630 | 71 |
| 20 | ,5341 | ,9730 | ,5611 | ,4389 | 70 |
| 21 | $\bar{1}$,5543 | $\bar{1}$,9702 | $\bar{1}$,5842 | 0,4158 | 69 |
| 22 | ,5736 | ,9672 | ,6064 | ,3936 | 68 |
| 23 | ,5919 | ,9640 | ,6279 | ,3721 | 67 |
| 24 | ,6093 | ,9607 | ,6486 | ,3514 | 66 |
| 25 | ,6259 | ,9573 | ,6687 | ,3313 | 65 |
| 26 | $\bar{1}$,6418 | $\bar{1}$,9537 | $\bar{1}$,6882 | 0,3118 | 64 |
| 27 | ,6570 | ,9499 | ,7072 | ,2928 | 63 |
| 28 | ,6716 | ,9459 | ,7257 | ,2743 | 62 |
| 29 | ,6856 | ,9418 | ,7438 | ,2562 | 61 |
| 30 | ,6990 | ,9375 | ,7614 | ,2386 | 60 |
| 31 | $\bar{1}$,7118 | $\bar{1}$,9331 | $\bar{1}$,7788 | 0,2212 | 59 |
| 32 | ,7242 | ,9284 | ,7958 | ,2042 | 58 |
| 33 | ,7361 | ,9236 | ,8125 | ,1875 | 57 |
| 34 | ,7476 | ,9186 | ,8290 | ,1710 | 56 |
| 35 | ,7586 | ,9134 | ,8452 | ,1548 | 55 |
| 36 | $\bar{1}$,7692 | $\bar{1}$,9080 | $\bar{1}$,8613 | 0,1387 | 54 |
| 37 | ,7795 | ,9023 | ,8771 | ,1229 | 53 |
| 38 | ,7893 | ,8965 | ,8928 | ,1072 | 52 |
| 39 | ,7989 | ,8905 | ,9084 | ,0916 | 51 |
| 40 | ,8081 | ,8843 | ,9238 | ,0762 | 50 |
| 41 | $\bar{1}$,8169 | $\bar{1}$,8778 | $\bar{1}$,9392 | 0,0608 | 49 |
| 42 | ,8255 | ,8711 | ,9544 | ,0456 | 48 |
| 43 | ,8338 | ,8641 | ,9697 | ,0303 | 47 |
| 44 | ,8418 | ,8569 | ,9848 | ,0152 | 46 |
| 45 | ,8495 | ,8495 | 0,0000 | ,0000 | 45 |
| | COSENO | SENO | COTANGENTE | TANGENTE | ANGULO |

# RESONADORES CERAMICOS EN FILTROS ELECTRICOS

*En este artículo se estudia la aplicación de los resonadores cerámicos a la realización de filtros eléctricos. Se consideran sus posibilidades y problemas planteados y se describen algunos ejemplos de aplicación.*

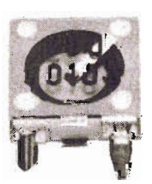
Con los resonadores cerámicos que se han desarrollado en los últimos años pueden construirse filtros que tienen una anchura de banda relativa del 1% a 2%. Esto abre la posibilidad de interesantes aplicaciones en equipos de radio y telecomunicaciones.

Por ejemplo, para mejorar la selectividad en los receptores de radio, con frecuencia es aconsejable utilizar filtros que incorporan más de dos circuitos resonantes. Esto es difícil con los circuitos *LC* normales debido a sus factores de calidad algo pequeños (típicamente de 100 a 400). No obstante, los resonadores cerámicos tienen relativamente pocas pérdidas y se pueden construir fácilmente con factores de calidad de 1.000 o más. Esto hace que sean muy adecuados para su empleo en filtros de etapas múltiples.

Los resonadores piezoeléctricos tienen las siguientes ventajas sobre los tipos *LC*:

- no necesitan ajuste después del montaje:
- factores de calidad más elevados;
- dimensiones más pequeñas;
- inmunidad a los campos magnéticos parásitos;
- no hay campos magnéticos inherentes;
- bajo costo.

Para esta aplicación, un primer requisito es una buena estabilidad de las propiedades. El piezóxido PXE6 es el grado recomendado de material; la constante de frecuencia $N_p^E$ es estable respecto a la temperatura y al tiempo.



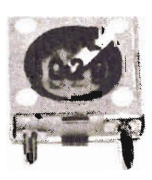


Figura 1. Resonadores cerámicos.

**1. Modo de funcionamiento y construcción**

*Resonadores de 450 kHz a 480 kHz*

El resonador consiste en un delgado disco de material cerámico con un electrodo a cada lado (fig. 2a). Este disco está polarizado axialmente, es decir, perpendicularmente a las superficies paralelas. Una tensión alterna aplicada a los electrodos del disco de piezóxido hace que éste vibre. Con las dimensiones indicadas, la primera resonancia se produce en el modo radial o planar, y para la gama de frecuencias 452 kHz a 480 kHz. O sea, el disco se dilata y contrae radialmente a esta frecuencia (véase la figura 2b). La constante de frecuencia apropiada y el coeficiente de acoplamiento son $N_p^E$ y $k_p$.

Se debe realizar el contacto eléctrico con los electrodos del disco de PXE de tal forma que la vibración mecánica del resonador no se afecte notablemente. El centro del disco constituye un punto nodal con relación al recorrido radial y, por lo tanto, es el punto preferido para fijar el resonador. Para combinar la rigidez mecánica y el amortiguamiento mínimo, el resonador se sostiene entre dos puntos de contacto centrales.

Aparte del comportamiento cerca de la frecuencia nominal, cada resonador se caracteriza por un número de sobretonos que son típicos para el modo de vibración que se considere. Para un resonador de media longitud de onda verdadera (por ejemplo, una barra delgada en resonancia longitudinal excitada en el modo 31), las frecuencias de resonancia en serie de sobretonos se producen a 3, 5, 7, etc. veces la frecuencia de resonancia en serie. No obstante, para el disco delgado en vibración radial que se trata aquí, estas relaciones no son cifras enteras, sino que tienen valores $\alpha_n/\alpha_1$ indicados en la tabla 1.

La frecuencia de resonancia en serie para el sobretono enésimo del disco delgado en modo radial de vibración se expresa del siguiente modo:

$$f_{s(n)} = \frac{\alpha_n}{2\pi r} \sqrt{\frac{1}{s_{11}{}^E \varrho_m (1-\sigma^2)}}. \quad (1)$$

Normalmente, estos sobretonos parcialmente inevitables no son perjudiciales ya que las correspondientes frecuencias de resonancia en serie están a una distancia suficiente de la frecuencia de resonancia en serie fundamental. Si es necesario, se puede eliminar el acoplamiento piezoeléctrico (efectivo) que corresponde a cierto sobretono mediante una adecuada elección del diámetro del electrodo ($D_e < D$: véase la figura 2a).

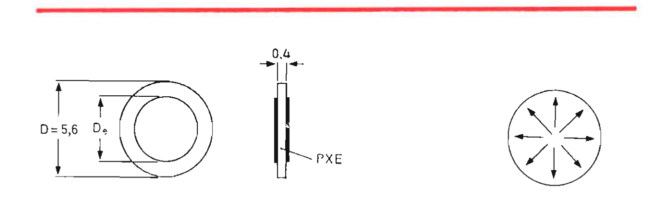



Figura 2. (a) Resonador cerámico disco con un electrodo en cada cara (dimensiones en mm). (b) Modo de vibración radial.

*Resonadores de 10,7 MHz*

La frecuencia resonante del resonador de la figura 2 está gobernada por su diámetro. Por ejemplo, si es necesario que un resonador de PXE6 funcione a $f_s$ = 450 kHz, su diámetro tendrá que ser de 5,6 mm. Si es necesario que el resonador vibrando en el mismo modo funcione a $f_s$ = 10,7 MHz, el correspondiente diámetro del disco de PXE tendrá que ser de unos 200 $\mu$m. Esta medida sobrepasa la capacidad de la tecnología más avanzada. La solución obvia consiste en seleccionar otros modos de vibración para los resonadores que funcionan a estas frecuencias.

Por ejemplo, hay el modo de vibración en espesor (ilustrado esquemáticamente en la figura 3), donde el espesor corresponde a media longitud de onda en la frecuencia de resonancia y el disco se fija en la dirección radial debido a que la resonancia del modo radial se encuentra a una frecuencia mucho más baja. La constante de frecuencia correspondiente es $N_t^D$. En principio, se puede utilizar el mismo disco de la figura 2. En contraste con un resonador de modo radial, la frecuencia de resonancia ahora está gobernada por la dimensión más pequeña del disco en lugar de la más grande. En la práctica las cosas no son tan simples, y el comportamiento resonante también depende del diámetro (para diámetro finito) en

*Tabla 1. Coeficientes $\alpha_n$.*

| coeficiente | resonancia fundamental | sobretonos | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
| $\alpha_n$ | 2,05 | 5,39 | 8,57 | 11,73 | 14,88 |
| $\alpha_n/\alpha_1$ | 1,00 | 2,63 | 4,18 | 5,72 | 7,26 |

la región de la resonancia en modo de espesor. Sin más precauciones, un resonador de espesor producirá una serie completa de resonancias parásitas no armónicas adicionadas a la frecuencia fundamental. Según se ve en la figura 4, se pueden suprimir estas resonancias indeseables mediante una cuidadosa elección del diámetro del electrodo.

En este caso, es imposible hacer el contacto sujetando el resonador por un nodo (como se hace con los resonadores radiales). No obstante, si la presión del contacto es suficientemente pequeña, se puede sujetar el resonador de espesor en cualquier posición.

También es posible tener resonadores que funcionen en el modo de espesor transversal para esta gama de frecuencias. Aquí la dirección de la polarización está en el plano de la placa de PXE, pero la dimensión que determina la frecuencia es el espesor de la placa. En este caso, la constante de frecuencia es $N_5{}^E$

## 2. Encapsulado del resonador

Experimentalmente se ha encontrado que, en principio, se puede utilizar el mismo método para encapsular los resonadores cualquiera que sea el modo de vibración.

Se encapsulan los resonadores por las siguientes razones:

– protección contra amortiguamiento mecánico externo,
– para facilitar la conexión a otros elementos

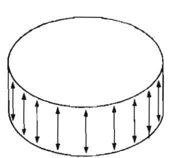


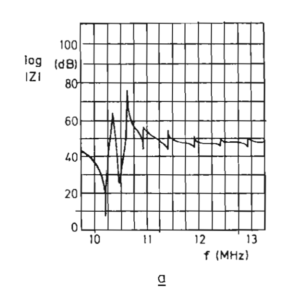
Figura 3. Modo de vibración fundamental de un resonador ideal en modo de espesor.

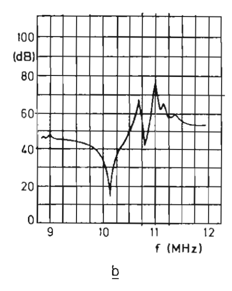
## 3. Características y medidas del resonador

Las frecuencias específicas en las que la impedancia de un resonador alcanza un mínimo o un máximo, se denominan frecuencia de impedancia mínima $f_m$ y frecuencia de impedancia máxima $f_n$, respectivamente. Dependen íntimamente de las particulares frecuencias de resonancia en serie y en paralelo ($f_s$ y $f_p$) en las que la impedancia se hace cero o infinito respectivamente si no hay elementos disipadores en el circuito equivalente. La frecuencia resonante en serie y $N_p^E$, la constante de frecuencia para el modo de vibración planar, están relacionadas con el diámetro del disco $D$ del siguiente modo:

$$f_s = \frac{N_p{}^E}{D}. \qquad (2)$$

En aplicaciones prácticas es importante conocer los valores de los distintos elementos en el circuito equivalente del resonador. La figura 5 muestra el circuito equivalente en su forma más simple. Puesto que los cuatro elementos de este circuito, el inductor $L_1$, el resistor $R_1$, el condensador $C_1$ y el condensador $C_0$, no existen como elementos individuales, se han de determinar sus valores respectivos mediante medición indirecta. Existen varios métodos, uno de los cuales consiste en medir los siguientes valores:



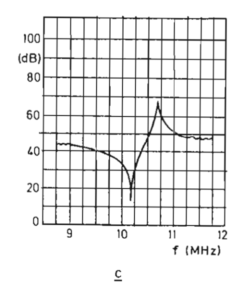




Figura 4. Eliminación de resonancias parásitas no armónicas por una elección adecuada del diámetro del electrodo, mediante la curva de impedancia de un resonador de modo de espesor con un diámetro de 5,6 mm.
(a) Electrodo que cubre toda la zona del disco.
(b) Electrodo central con un diámetro de 1,7 mm.
(c) Electrodo central con un diámetro de 1,2 mm.

- la capacidad en una frecuencia menor que $f_s$;
- frecuencia resonante en serie $f_s$;
- frecuencia resonante en serie $f_{sL}$ con una capacidad de carga $C_L$ conectada en serie;
- resistencia $R_1$ en la frecuencia resonante en serie.

Si se mide la capacidad del resonador en una frecuencia muy inferior a la frecuencia resonante, por ejemplo 1 kHz, el valor resultante es aproximadamente igual a:

$$C_{lf} \approx C_0 + C_1. \qquad (3)$$

Las frecuencias resonantes en serie $f_s$ y $f_{sL}$ se miden mejor con el circuito de la figura 6, el cual reduce el efecto de capacidad parásita. Se ajusta la frecuencia del generador para transmisión máxima mientras se conecta el resonador entre los terminales $A$ y $B$ del circuito. Esta frecuencia es igual a la frecuencia de transmisión máxima del circuito y, como primera aproximación, también igual a la frecuencia de impedancia mínima y a la frecuencia resonante en serie $f_s$ del resonador.

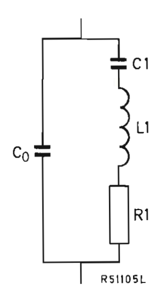



Figura 5. Circuito equivalente simplificado de un resonador de PXE.

Se utiliza el mismo método para determinar la frecuencia de transmisión máxima cuando se conecta una capacidad de carga adicional $C_L$ en serie con el resonador. Una vez más como primera aproximación, esta frecuencia es igual a la frecuencia correspondiente a la impedancia mínima y a la frecuencia resonante en serie $f_{sL}$ del resonador cargado. Así se calculan la capacidad e inductancia dinámicas del siguiente modo:

$$C_1 = (C_L + C_{lf})\frac{f_{sL}^2 - f_s^2}{f_{sL}^2}; \qquad (4)$$

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 (C_L + C_{lf})} \cdot \frac{f_{sL}^2}{f_{sL}^2 - f_s^2} \qquad (5)$$

Una vez se conoce el valor de $C_1$, se deduce fácilmente $C_0$ con bastante exactitud de la ecuación 3. Se puede determinar la resistencia $R_1$ reemplazando el resonador por un resistor de referencia $R_{st}$ que dé la misma indicación que el resonador en la misma frecuencia y en máxima transmisión. La resistencia $R_{st}$ es igual a la impedancia mínima, como primera aproximación, y es igual a $R_1$.

*Ejemplo*

Se midieron los siguientes valores con un resonador de PXE6: $C_{lf}$ = 194,6 pF; $f_s$ = 460,44 kHz; $f_{sL}$ = 469,34 kHz y $R_1$ = 19,5 Ω. La capacidad de carga, $C_L$, era de 200 pF. Sustituyendo estos valores en las ecuaciones 4 y 5, tenemos:

$$C_1 = 14{,}85\,pF$$
$$L_1 = 8{,}05\,mH.$$

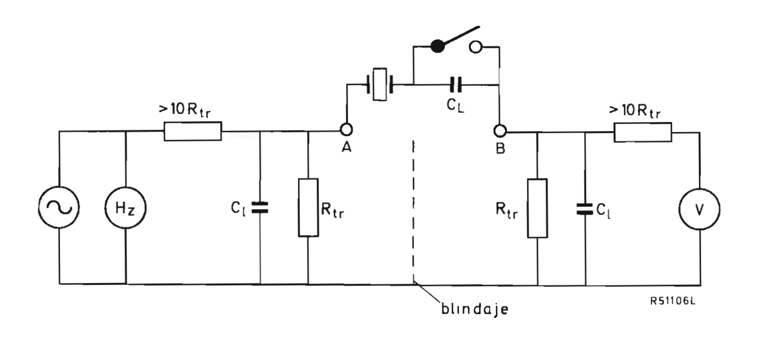



Figura 6. Circuito de transmisión para determinar las frecuencias resonantes en serie $f_s$ y $f_{sL}$ así como la resistencia $R_1$. Las reactancias $1/\omega C_1$ ($C_1$ es la capacidad de fuga) han de ser elevadas en comparación con $R_{tr}$. Se cumple esta condición, por ejemplo, si $C_1 \approx 2$ pF, $f_s \approx 460$ kHz y $R_{tr} = 10\ \Omega$.

El valor de $C_0$ se puede determinar de la ecuación 3:

$$C_0 = 179{,}9\, pF.$$

Y el factor de calidad mecánica $Q_m$ es igual a:

$$Q_m = \frac{1}{\omega_s C_1 R_1} = 1200.$$

## 4. Utilización de resonadores en filtros

Como ya se mencionó, a menudo se utilizan filtros con varios circuitos resonantes si, por ejemplo, se requiere una elevada atenuación fuera del paso de banda. En los siguientes apartados se describirán tres métodos distintos de incorporación de resonadores cerámicos en filtros multi-etapas.

### *Filtro híbrido de tres etapas*

La figura 7 muestra el esquema de circuito de un filtro híbrido de tres etapas que comprende dos circuitos $LC$ y un resonador completo con generador de señal y resistor de carga. Sin tener en cuenta el condensador en paralelo $C_0$ del resonador, el filtro consta de tres circuitos resonantes selectivos:

- circuito 1, que se compone de condensador $C_1$, inductor $L_1$ y resistor $R_1$ en paralelo;
- circuito 2 (el resonador), que se compone de $C_2$, $L_2$ y $R_2$ en serie;
- circuito 3, que se compone de $C_3$, $L_3$ y $R_3$.

La respuesta en frecuencia del primer circuito también depende de las pérdidas en $C_1$ y $L_1$, que están representadas por la resistencia $R_1$. Su respuesta también está influenciada por la impedancia del generador, es decir, la impedancia de salida del transistor precedente (generalmente la etapa mezcladora). Se pueden compensar todos los efectos capacitivos e inductivos del generador ajustando los valores de $C_1$ y $L_1$. La parte real de la impedancia de salida está representada por $R_S$. La respuesta en frecuencia del tercer circuito depende totalmente de $C_3$, de $L_3$, de las pérdidas de estos componentes (representadas por $R_3$) y de la impedancia de entrada $R_L$ del transistor que sigue.

Una de las características más importantes de un filtro es su impedancia de transferencia:

$$Z_T = \frac{V_o}{I_i}, \qquad (6)$$

que es la relación entre la tensión de salida y la corriente de entrada. Un filtro está claramente definido por su impedancia de transferencia en el centro de su paso de banda ($Z_{TO}$), y por la dependencia de la frecuencia relativa $\alpha$ de la impedancia de transferencia:

$$\alpha = \frac{Z_{TO}}{Z_T}. \qquad (7)$$

Con una adecuada definición de los factores de calidad, $Q$, de los tres circuitos y de los factores de acoplamiento, $k$, entre ellos, el valor de $\alpha$, está unívocamente determinado por estos valores $Q$ y $k$, al igual que en el caso de otras configuraciones de filtro. Por lo tanto, se pueden utilizar los métodos existentes de síntesis de filtro para los filtros híbridos.

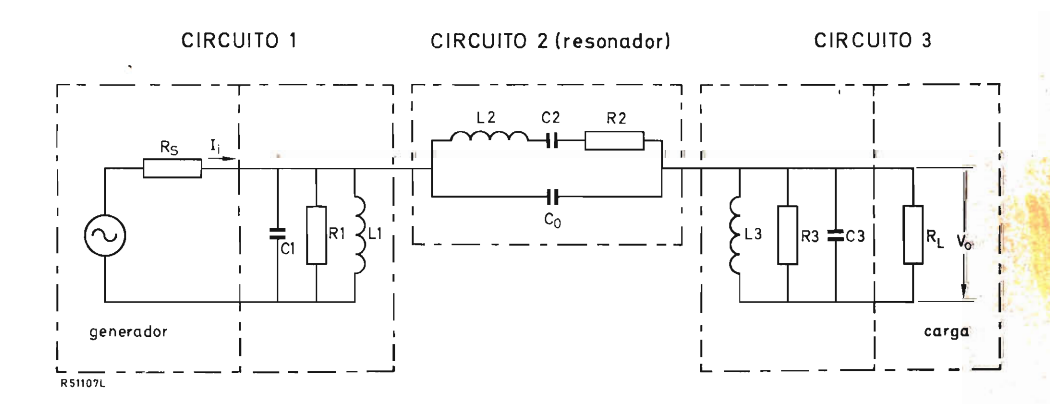



Figura 7. Esquema de circuito de un filtro de tres etapas con generador y carga.

La figura 8 muestra un circuito de filtro híbrido de tres etapas, que ha sido probado en la práctica. El condensador $C_n$ compensa la asimetría del paso de banda causada por la resonancia paralelo del resonador (neutralización de la capacidad $C_0$). La figura 9 muestra la curva del paso de banda.

*Filtros totalmente cerámicos*

Se pueden utilizar resonadores piezoeléctricos cerámicos que tengan un coeficiente de acoplamiento $k_p$ suficientemente elevado para la construcción de filtros sin la necesidad de circuitos convencionales *LC*.

La figura 10 muestra el esquema de circuito de un filtro totalmente cerámico que se compone de tres resonadores. Se realiza el acoplamiento por medio de los condensadores $C_{12}$ y $C_{23}$. Se carga la entrada del filtro con la resistencia del generador $R_s$, y su salida con la resistencia $R_L$. La resistencia adicional $R_i$ sirve para ajustar el primer circuito resonante al factor $Q$ requerido, y también forma el recorrido de c.c. que se requiere para polarizar el transistor precedente.

Para una banda de frecuencias estrecha, digamos el paso de banda, se puede determinar la respuesta en frecuencia del filtro a partir de los tres resonadores acoplados capacitativamente. Al igual que con los filtros híbridos, la dependencia de la frecuencia de la impedancia de transferencia se fija por los factores de calidad (definidos adecuadamente) de los tres resonadores y por sus coeficientes de acoplamiento mutuo.

Los filtros totalmente cerámicos tienen algunas ventajas sobre los filtros híbridos múltiples:

– todos los circuitos resonantes (resonadores) tienen el mismo coeficiente de temperatura;
– ocupan menos espacio;
– no se han de ajustar después de montaje;
– tienen mejor estabilidad.

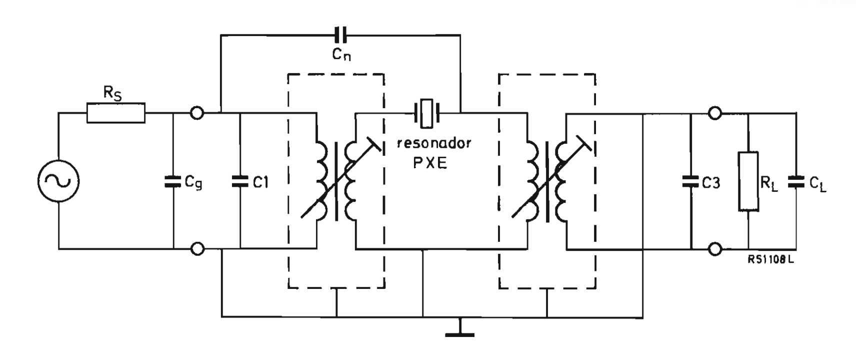



Figura 8. Circuito práctico de un filtro híbrido de tres etapas, con las siguientes características:

| | |
|---|---|
| frecuencia central $f_0$ | 460 kHz ± 1 kHz; |
| ancho de banda a 3 dB | 4,5 kHz; |
| pérdida de inserción | 13 dB; |
| "saddling" | < 0,5 dB; |
| atenuación final para: | |
| (a) $f_0$ ± 9 kHz | unos 35 dB; |
| (b) $f_0$ ± 50 kHz | unos 80 dB. |

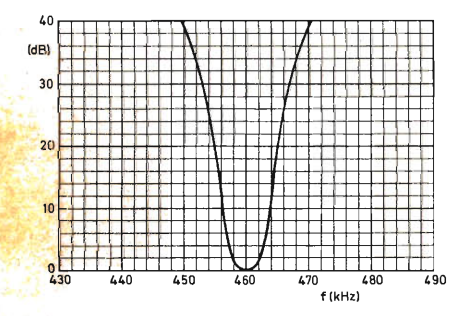



Figura 9. Curva de respuesta en frecuencia de un filtro híbrido de tres etapas.

*Filtros monolíticos*

En la descripción del resonador de 10,7 MHz, se indicó que se pueden eliminar las indeseables vibraciones no armónicas mediante una apropiada elección del tamaño

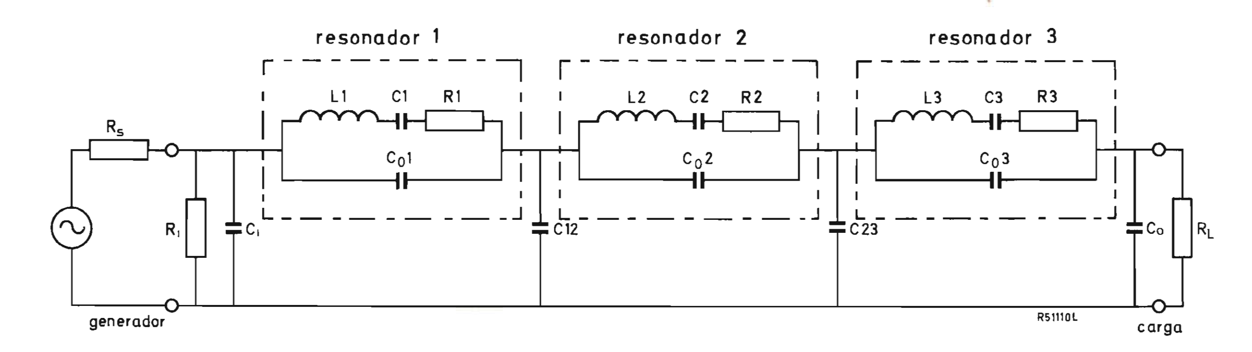



Figura 10. Circuito equivalente de un filtro totalmente cerámico con tres etapas.

de los electrodos. La idea es que el modo de vibración principal en la zona debajo de los electrodos acumula una resonancia, y que todas las demás vibraciones (con frecuencias más elevadas) abandonan esta zona hacia el borde del resonador donde se atenúan sin acumulación de resonancia. Esto se conoce como "captura de energía"

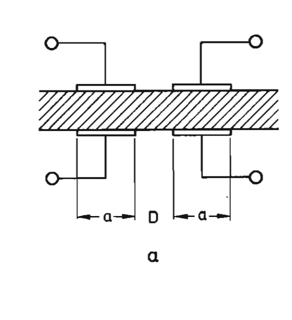
Evidentemente la distorsión del modo de vibración principal en este tipo de resonador no se puede cortar bruscamente en el borde del electrodo. La amplitud de las vibraciones disminuirá exponencialmente fuera de la zona del electrodo.

Es posible aplicar cierto número de resonadores a un chip, suficientemente separados entre sí para evitar interferencias.

Recíprocamente, se pueden colocar dos resonadores cerca el uno del otro. En tal caso, el recorrido fuera de la zona del electrodo del resonador 1 no será despreciable en la posición del resonador 2, con el resultado de que este último se pone en vibración (fig. 11a). Esto es análogo al acoplamiento de dos péndulos mediante un pequeño resorte, o al acoplamiento de dos circuitos *LC* mediante su inductancia mútua. El filtro que resulta de resonadores acoplados sobre un solo chip se denomina filtro monolítico.

La figura 11b muestra un posible circuito equivalente de un filtro de dos secciones. El grado de acoplamiento entre los dos circuitos está determinado por la distancia *D* entre los electrodos, la cual da lugar a un determinado valor de $C_{12}$ en el circuito equivalente.

La figura 12 muestra las características medidas del paso de banda de dos filtros monolíticos del tipo presentado en la figura 11a, acoplados por un condensador.



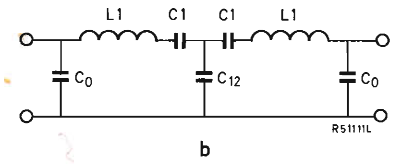




Figura 11. (a) Filtro monolítico de dos secciones.
(b) Circuito eléctrico equivalente.

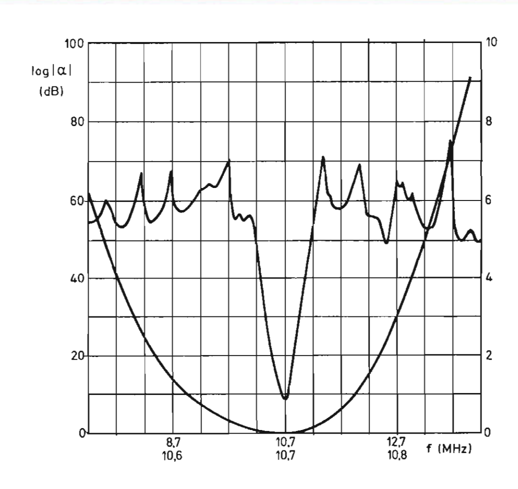



Figura 12. Atenuación del filtro que consta de dos filtros monolíticos acoplados capacitativamente, en función de la frecuencia. Se muestra también el paso de banda en una escala ampliada.

## CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS RECEPTORAS DE RADIO Y TV

Este código de designación de tipos se refiere a las válvulas diseñadas para uso principalmente en equipo de reproducción y registro para aplicaciones domésticas tales como: receptores de radio y televisión, tocadiscos, magnetófonos y amplificadores de audio, proyectores de cine, audífonos y aparatos similares.

La designación de tipo consta de: DOS O MÁS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación:

**PL504**

| La primera letra indica la tensión o corriente de calefactor | Las letras segunda y siguientes indican la construcción y/o aplicación de la válvula. (Si interviene más de un sistema de electrodos, estas letras se pondrán en orden alfabético.) | Número de serie |
|---|---|---|
| **D** ⩽ 1,4 V; alimentación en serie o paralelo<br>**E** 6,3 V; alimentación en serie o paralelo<br>**G** varios; alimentación en paralelo<br>**L** 450 mA; alimentación serie<br>**P** 300 mA; alimentación serie<br>**U** 100 mA; alimentación serie<br>El uso de las letras A (4 V), B (180 mA), C (200 mA), F (12,6 V), K (2 V), V (50 mA) e Y (450 mA) ha sido abandonado | **A** diodo (excepto rectificadores)<br>**B** doble diodo con cátodo común (excepto rectificadores)<br>**C** triodo (excepto los triodos de salida de potencia)<br>**D** triodo de salida de potencia<br>**E** tetrodo (excepto los tetrodos de salida de potencia)<br>**F** pentodo (excepto los pentodos de salida de potencia)<br>**H** hexodo o heptodo (del tipo hexodo)<br>**K** octodo o heptodo (del tipo octodo)<br>**L** pentodo o tetrodo de salida de potencia<br>**M** indicador visual de sintonía<br>**Y** rectificadora de media onda<br>**Z** rectificadora de onda completa | El número de serie consta de tres cifras.<br>La primera cifra indica el tipo de la base:[1])<br>**1** tipo de base varios<br>**2** base miniatura de 10 patillas<br>**3** base octal<br>**5** base magnoval<br>**8** base noval<br>**9** base miniatura de 7 patillas<br>La última cifra de los tetrodos y pentodos (excepto las válvulas de salida de potencia) indica el tipo de característica. Cifra par característica de pendiente constante.<br>Cifra impar: característica de pendiente variable |

[1]) El uso de las cifras restantes para otros tipos de base así como el de números de serie de una o dos cifras han sido abandonados.

## CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS RECEPTORAS TIPO PROFESIONAL

Este código de designación de tipo se refiere a las válvulas de vacío receptoras tipo profesional, diseñadas para uso principalmente en equipo de comunicaciones, de proceso de datos y otras aplicaciones industriales.

La designación de tipo consta de: DOS O MÁS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación:

**ECC2000**

| La primera letra indica la tensión de calefactor | La segunda letra y siguientes indican la construcción y/o la aplicación de la válvula. (Si interviene más de un sistema de electrodos, estas letras se ponen en orden alfabético.) | Número de serie |
|---|---|---|
| E 6,3 V: alimentación paralelo o serie | **A** diodo<br>**C** triodo (excepto triodos de potencia de salida)<br>**D** triodo de potencia de salida<br>**E** tetrodo (excepto tetrodos de potencia de salida)<br>**F** pentodo (excepto pentodos de potencia de salida)<br>**L** tetrodo o pentodo de potencia de salida<br>**H** heptodo<br>**M** indicador visual de sintonía | El número de serie consta de 4 cifras. La primera cifra indica el tipo de base [1])<br>**1** tipos de base varios<br>**2** base miniatura de 10 patillas<br>**3** base octal<br>**5** base magnoval<br>**8** base noval<br>**9** base miniatura de 7 patillas |

[1]) Los números de serie para los prototipos terminan siempre en 0, los de variantes en una de las cifras 1 a 9. Las otras primeras cifras se usan para nuevos tipos de base, si es preciso.

# EQUIPO DE SOLDADURA POR PUNTOS

*El equipo de soldadura por puntos que se describe en este artículo se utiliza para soldar hilos de conexión en componentes eléctricos y electrónicos. En su realización se emplean circuitos de la serie FZ/30.*

## 1. Introducción

Normalmente, la potencia requerida para aplicaciones de soldadura por puntos se obtiene de la red a través de un transformador.

El tiempo de soldadura se controla por un contactor o por semiconductores de potencia (tiristores, triacs) y la potencia de soldadura requerida se controla eligiendo cierto número de semiciclos de la tensión de red.

La potencia suministrada se puede controlar por control de fase si se utilizan tiristores o triacs.

En todos estos casos, el tiempo ajustado no es muy exacto porque un contactor necesita un cierto tiempo para abrir o cerrar (algunos ms) y un tiristor o triac conducirá hasta el próximo cruce por cero de la tensión de red (10 ms máximo).

Para algunas aplicaciones es necesario desconectar en un tiempo mucho más corto, por ejemplo para soldar hilos en los extremos de resistores de carbón.

En este artículo se describe un equipo de soldadura por puntos que puede desconectar en 170 $\mu$s.

El circuito utiliza un inversor puente de ocho tiristores con una frecuencia de funcionamiento de 1 kHz aproximadamente.

El tiempo de soldadura es ajustable desde 0 hasta 20 ms con una máxima potencia de pico de 65 kVA (20 V y 3250 A, ó 10 V y 6500 A) para una carga resistiva. Normalmente la carga es más o menos inductiva, lo que reduce la máxima potencia de soldadura eficaz a unos 35 kVA.

El circuito de control se realiza con módulos de la serie FZ/30 y se utilizan en total 33 circuitos integrados.

## 2. Diagrama de bloques

La figura 1 muestra el diagrama de bloques, que contiene:

*Bloque A:* el rectificador de la tensión de red.
*Bloque B:* el acoplador.
*Bloque C:* el inversor.
*Bloque D:* el transformador.
*Bloque E:* la parte mecánica del equipo de soldadura.
*Bloque F:* la unidad de control.

La red trifásica rectificada proporciona una tensión de c.c. máxima de 500 V.

El inversor produce una tensión de onda cuadrada entre +500 V y –500 V con una frecuencia de 1 kHz que alimenta al transformador. Este entrega una tensión de 20 V/3250 A ó 10 V/6500 A que se aplica a la parte mecánica del equipo.

La unidad de control recibe señales de "arranque" y "paro" del bloque *E*, o de operación manual y controla la potencia del inversor y el ángulo de disparo del rectificador.

## 3. Circuito de potencia

En la figura 2 se da la parte rectificadora del circuito de potencia conectada a una red trifásica de 380 voltios.

El puente rectificador está formado por tres diodos (BYX52) y tres tiristores (BTW24–1200RM), y proporciona una tensión de c.c. entre 300 V y 500 V, que depende de las señales de disparo de los tiristores.

La tensión de c.c. alimenta a la etapa acopladora por medio de una inductancia $L_4$ para limitar excesivas corrientes de carga.

Las señales de disparo de los tiristores están sincronizadas por los transformadores $T_{12}$, $T_{13}$ y $T_{14}$.

La tensión del acoplador se aplica al inversor.

### *Inversor*

El inversor (fig. 3) consta de ocho tiristores BTW32–1200RM y da una potencia máxima de 65 kVA.

Los tiristores $TH_4$, $TH_6$, $TH_8$ y $TH_{10}$ son los tiristores de red y $TH_5$, $TH_7$, $TH_9$ y $TH_{11}$ son los tiristores de conmutación.

Para la explicación del inversor se considera sólo la parte superior izquierda de la figura 3.

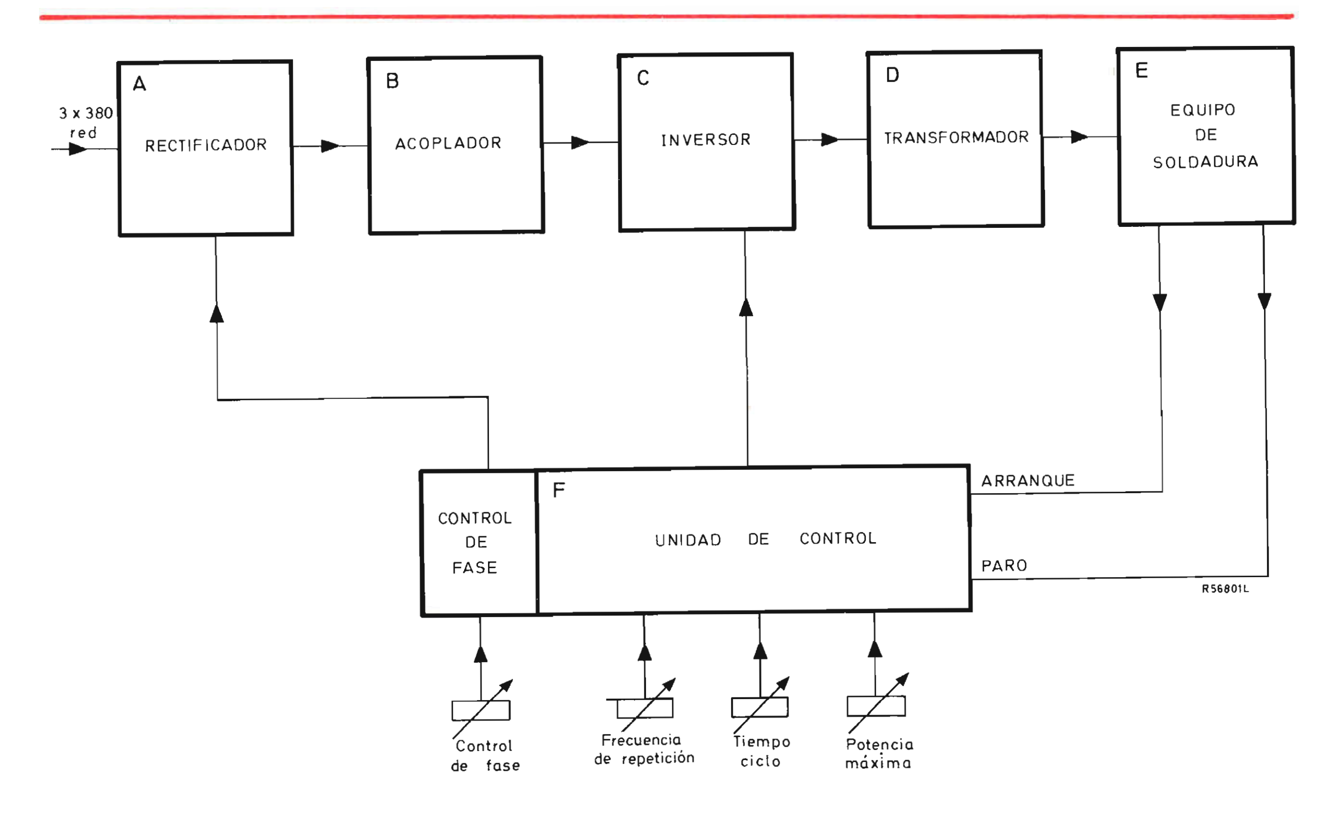



Figura 1. Diagrama de bloques.

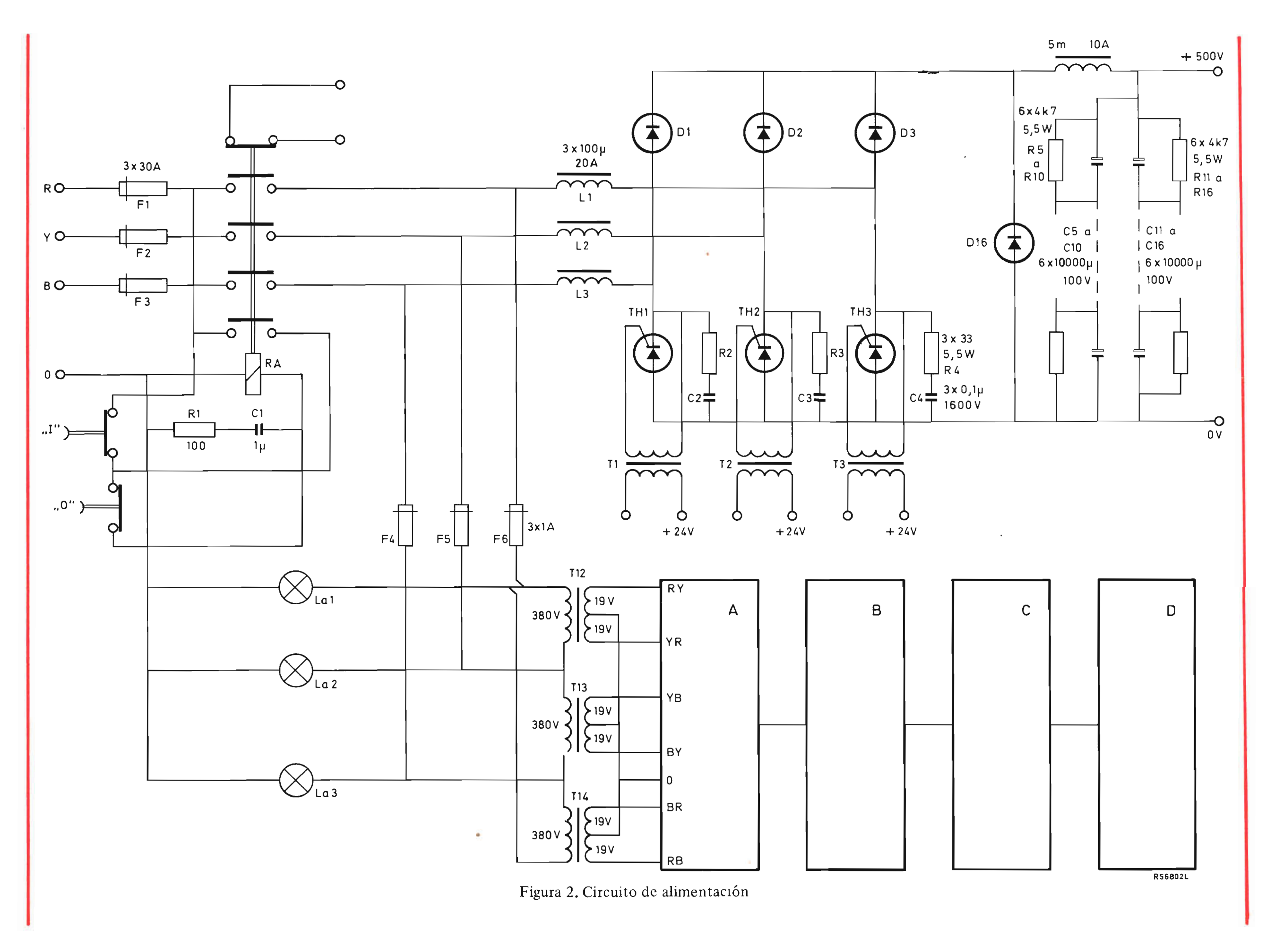



Figura 2. Circuito de alimentación

Al aplicar al chopper la tensión $E$, el condensador $C_{17}$ se carga hasta $E$ por el resistor $R_{103}$.

Cuando se dispara $TH_4$ en el instante $t_0$, el punto $A$ pasa a $+E$ (fig. 4b), y por tanto, una corriente empieza a circular por la carga.

Esta situación continúa hasta que se dispara $TH_5$ y se conmuta $TH_4$. Al dispararse $TH_5$ ($t_1$), la tensión en $C_{17}$ del circuito resonante $C_{17}$, $L_5$ pasará a $+2E$ ($t_2$ en la figura 4c). En el mismo instante ($t_1$) la corriente en $TH_5$ empieza a circular, el máximo valor es

$$\hat{I}_{TH5} = E\sqrt{\frac{C}{L}} \quad .$$

En $t_2$ la corriente a través de $TH_5$ deja de circular y la corriente de descarga del condensador circula a través de $D_5$.

A partir de $t_2$, la tensión de $C_{17}$ disminuye a cero ($t_5$) porque la corriente después del instante $t_2$ es negativa y por tanto $TH_5$ conmutará ($t_{off} = \pi\sqrt{LC}$).

Cuando $I_{D5}$ sea mayor que la corriente de carga $I_L$, el diodo $D_4$ empezará a conducir y $TH_4$ se conmutará.

El tiempo de descebado de $TH_4$ es $t_4 - t_3$.

Después de $t_4$ el condensador $C_{17}$ se descargará a través de $D_5$ y de la carga, como muestran las figuras 4c y 4d.

Si este circuito es resonante el condensador se descargará a un bajo valor negativo.

Después el condensador se cargará otra vez a cero por medio del resistor $R_{18}$ y el diodo $D_6$. Si en cero no hay carga resistiva (como en figura 3), es posible que la tensión en el punto $A$ no pase a cero sino que pase a un bajo valor predecible ($V_{rest}$), ya que el condensador $C_{17}$ no se descarga a cero cuando hay amortiguamiento en el circuito (fig. 4f).

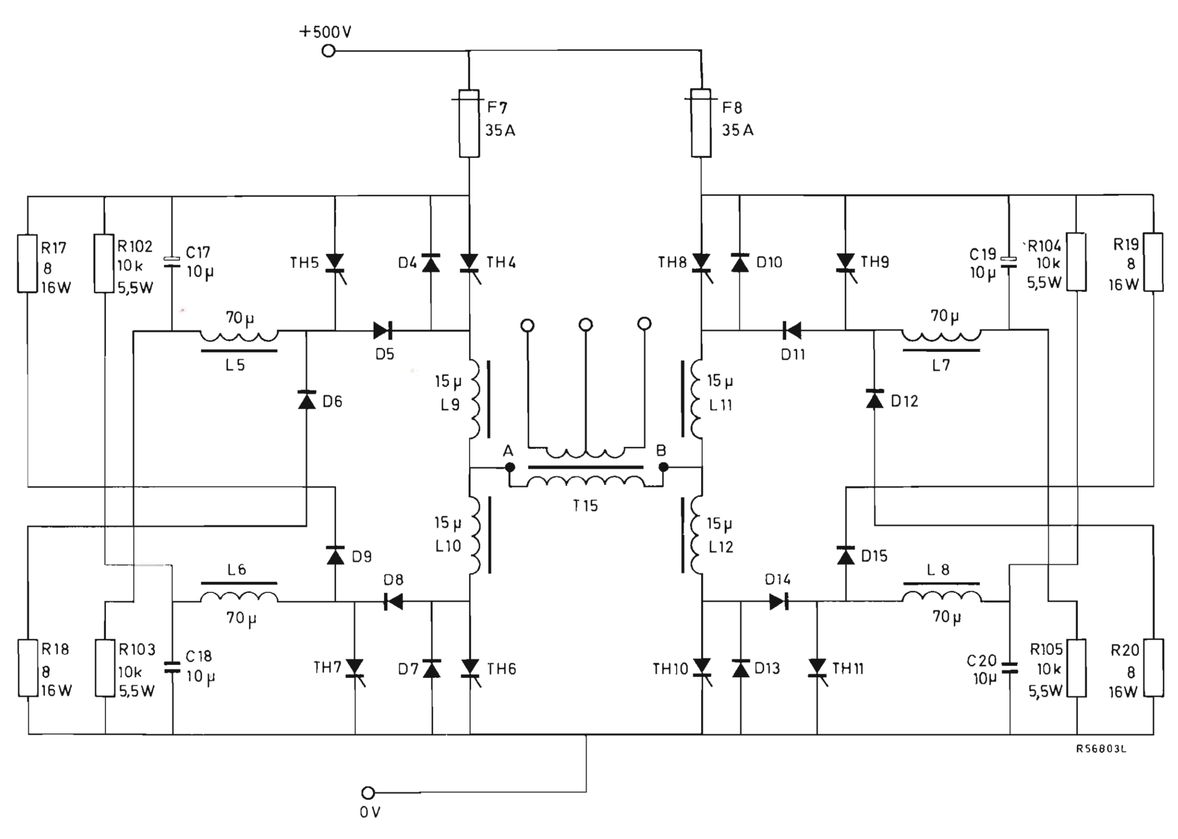



Figura 3. Circuito de alimentación.

| | |
|---|---|
| BTW24-1200RM | $TH_1, TH_2, TH_3$ |
| BTW32-1200RM | $TH_4$ a $TH_{11}$ |
| BYX25-1000 | $D_6, D_{12}$ |
| BYX25-1000R | $D_9, D_{15}$ |
| BYX52-1200 | $D_1, D_2, D_3, D_4, D_7, D_8, D_{10}, D_{13}, D_{14}$ |
| BYW52-1200R | $D_5, D_{11}, D_{16}$ |

$C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}$ : 9 X 10 $\mu$F (3 en serie y 3 en paralelo). ($C_{21}$ a $C_{28}$, $R_{21}$ a $R_{28}$).

A través de cada tiristor se coloca una red de 0,22 $\mu$F y 10 $\Omega$

Si ahora se dispara $TH_6$, la tensión en $C_{17}$ pasará a $-V_r$, $D_6$ y $R_{18}$ y amortiguan este circuito resonante y la tensión en $C_{17}$ es siempre $E$ voltios para el siguiente ciclo de conmutación de $TH_4$.

El funcionamiento de los otros tres choppers es exactamente igual al descrito, por tanto un chopper recobra siempre el nivel de carga del condensador de conmutación de su opuesto.

*Funcionamiento*

Los tiristores $TH_4$ y $TH_6$ se disparan alternativamente y esto proporciona una tensión de onda cuadrada en el punto $A$ (fig. 3). Los tiristores $TH_8$ y $TH_{10}$ se disparan también alternativamente, pero la fase puede estar desplazada respecto a $TH_4$ y $TH_6$.

La tensión de salida del inversor en los puntos $A$ y $B$ de la figura 3 está determinada por la diferencia entre las salidas de ambos choppers separados.

Como puede verse en la figura 5, no existe tensión entre $A$ y $B$ cuando los choppers producen tensiones que están en fase ($t_1$). Si las tensiones de $A$ y $B$ no están en fase, el transformador recibe una tensión como se ve en la figura 5 ($t_2$). Cuando las tensiones de $A$ y $B$ están en oposición de fase, la tensión a través del transformador es máxima ($t_3$).

De esto puede deducirse que es posible controlar la tensión en el transformador desplazando la fase de los impulsos de disparo de ambos choppers, como se muestra en la parte inferior de la figura 5.

Si la carga es puramente resistiva, la corriente de carga tiene exactamente la misma fase que la tensión. Pero si hay una resistencia $R$ y una inductancia $L$, la corriente de carga se retardará respecto a la tensión, como ocurre en el inversor descrito. En la figura 6 se muestran las formas de onda.

Antes de $t_0$, los tiristores $TH_4$ y $TH_8$ están conduciendo. En $t_0$, se dispara $TH_6$ y la tensión en los terminales del transformador aumenta hasta $-500$ V.

La corriente en el transformador y por tanto en $TH_6$ y $TH_8$ aumenta con un cierto gradiente $di/dt$, que de-

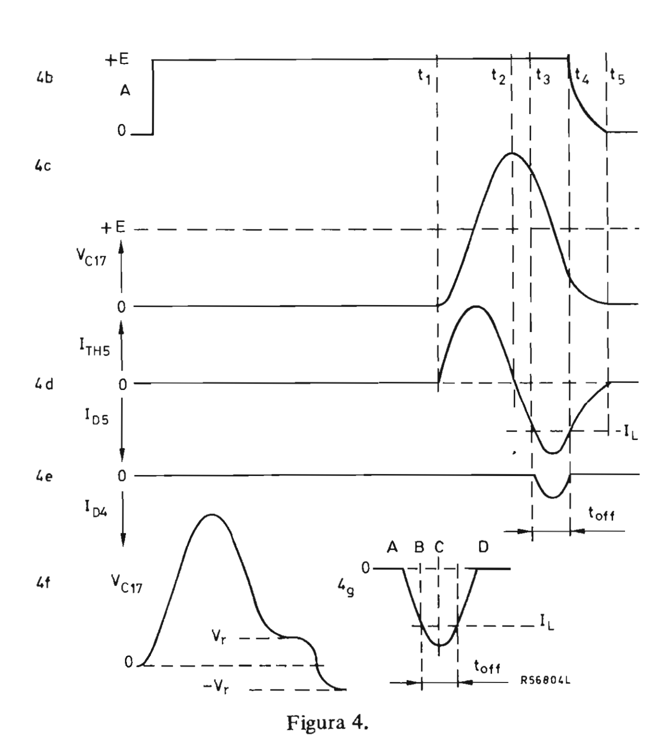



Figura 4.

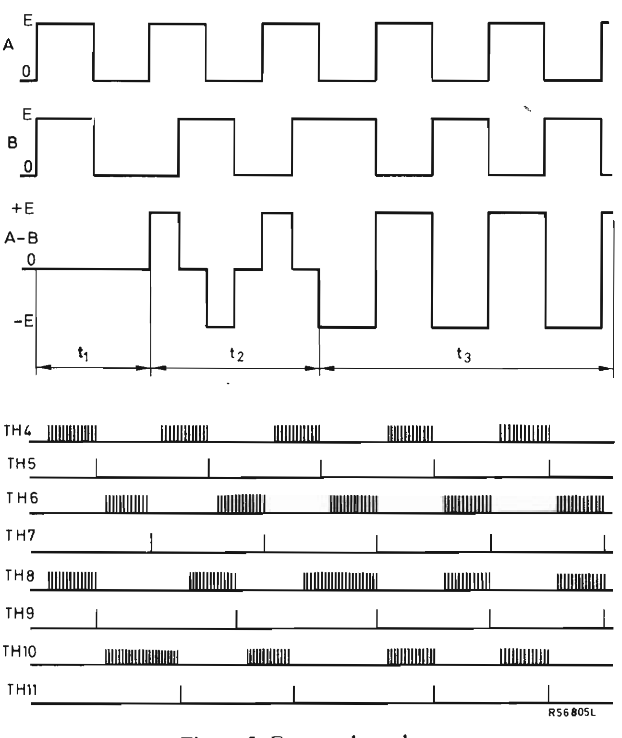



Figura 5. Formas de onda.

pende del valor de la inductancia de carga.

En $t_1$, se dispara el tiristor de conmutación $TH_9$ y la tensión en el circuito de resonancia $L_7$ y $C_{19}$ pasará a $2E$. (Véanse las figuras 4c y 4d.) En $t_2$ la corriente empieza a circular desde el circuito resonante a través de $D_{11}$ hacia la carga y $D_{10}$, y conmutará a $TH_8$ (fig. 6g). Tiene que conmutar la máxima corriente.

En $t_3$, $I_{TH6}$ y la corriente de carga están en su máximo valor, $D_{10}$ deja de conducir y la tensión entre los terminales del transformador disminuye a cero y por tanto la corriente en el transformador disminuirá. Pero, la corriente que circula en el transformador sigue circulando, y encontrará su camino a partir de $A$ a través de $TH_6$ y $D_{13}$ hasta $B$ y a través de $T_{15}$ vuelve a $A$.

Entre $t_3$ y $t_4$ la corriente del circuito resonante disminuye a cero y por tanto la corriente a través de $D_{13}$ absorberá la corriente de carga. Después de $t_4$ la corriente de carga disminuye un cierto tiempo $L/R$.

Unos 20 $\mu$s después de $t_4$, se disparará $TH_{10}$ hasta el instante $t_8$, y así durante este tiempo la tensión en $B$ es cero.

En $t_5$ el tiristor de conmutación $TH_7$ se disparará. Y en $t_6$, el tiempo de conmutación de $TH_6$ comienza ($t_{off} = t_7 - t_6$).

De la figura 6f se puede ver que para cargas inductivas $TH_7$ tiene que conmutar una corriente mucho menor que el tiristor de conmutación $TH_9$ ya que la corriente del tiristor está disminuida en este momento a un valor mucho menor que la corriente en el instante $t_3$ ($\hat{I}$).

Unos 20 $\mu$s después de $t_7$, se dispara $TH_4$ y la tensión entre los terminales del transformador $T_{15}$ toma un valor positivo.

La corriente a través de $TH_4$, $T_{15}$ y $TH_{10}$ aumenta y se repite el ciclo completo en la tensión positiva tal como se ha descrito para el medio ciclo negativo.

En $t_8$, se dispara $TH_{11}$. Entre $t_9$ y $t_{10}$ se conmuta $TH_{10}$. Entre $t_{10}$ y $t_{11}$ la corriente de carga se deriva por $D_{10}$.

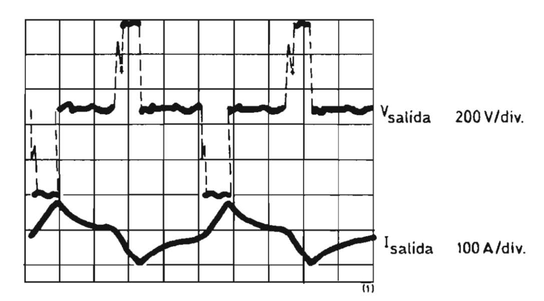
Desde $t_{10}$ hasta $t_{13}$, disminuye la corriente de carga en $TH_4$. En $t_{12}$ se dispara $TH_5$, y entre $t_{13}$ y $t_{14}$ se conmuta $TH_4$.

Unos 20 $\mu$s después de $t_{14}$, se dispara $TH_6$ y la corriente negativa crece en el transformador y el semiciclo negativo empieza otra vez.

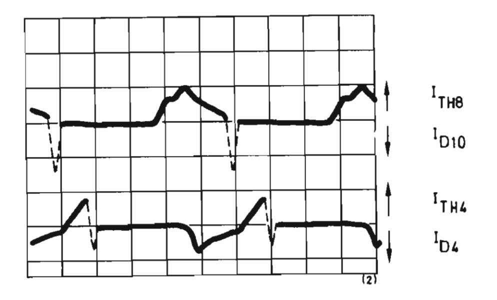
Las líneas de puntos indican las formas de onda asociadas en otras partes del circuito que son importantes para el funcionamiento de las descritas.

Los oscilogramas 1, 2 y 3 muestran las formas de on-

Figura 6.




Oscilograma 1. 200 $\mu$s/div, 200 V/div, 100 A/div.

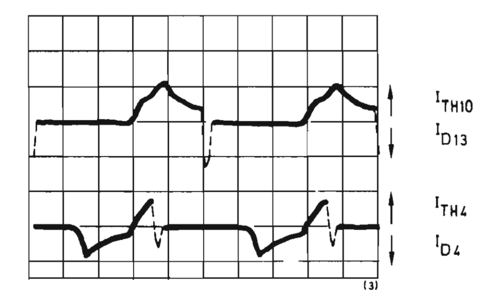



Oscilograma 2. 200 $\mu$s/div, 100 A/div.

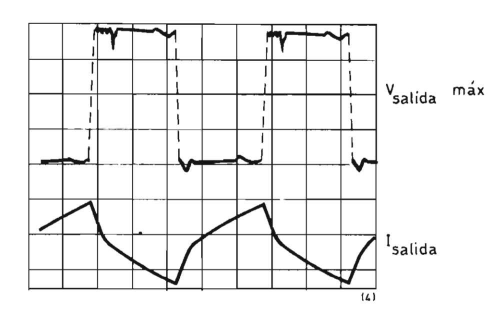
da del inversor. Cuando la tensión de salida es máxima, oscilograma 4, los tiristores tienen que conmutar la máxima corriente (oscilograma 5).

Para evitar las corrientes impulsivas de entrada en el transformador $T_{15}$, los impulsos de tensión son muy pequeños al comienzo de cada ciclo de soldadura y aumentan a la tensión fijada en tres períodos como mínimo. En el oscilograma 6 se muestra la pendiente y en el oscilograma 7 la forma de onda de la corriente asociada.

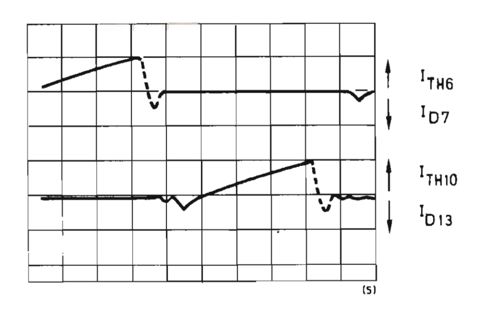
Para evitar también valores elevados de $di/dt$ y $dv/dt$ en los tiristores, se colocan las bobinas $L_9$, $L_{10}$, $L_{11}$ y $L_{12}$ entre los tiristores de red y ambos choppers.



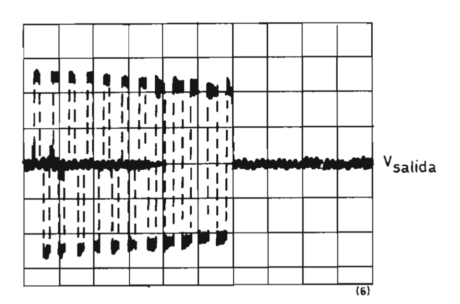
Oscilograma 3. 200 μs/div, 100 A/div.



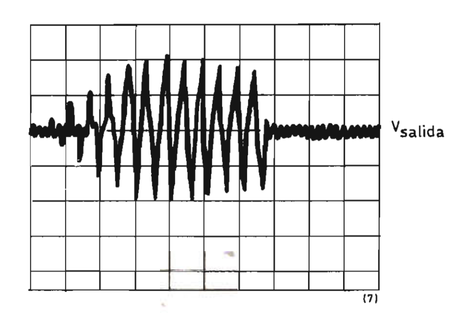
Oscilograma 4. 200 μs/div, 250 V/div, 100 A/div.



Oscilograma 5. 100 μs/div, 100 A/div.



Oscilograma 6. 2 ms/div, 200 V/div.



Oscilograma 7. Pendiente. 200 ms/div, 50 A/div.

### 4. Unidad de control de fase (fig. 8j)

*Bloque A:* contiene los transformadores para la sincronización con la red.

*Bloque B:* en este bloque se producen las tensiones en diente de sierra, que están sincronizadas con los impulsos del bloque *A*.

*Bloque C:* los comparadores de este bloque comparan las tensiones en diente de sierra del bloque *B* con la tensión de control ajustada.

*Bloque D:* las tensiones de salida del bloque *C* y del bloque *E* se controlan y dispararán los tiristores a través de los amplificadores de salida.

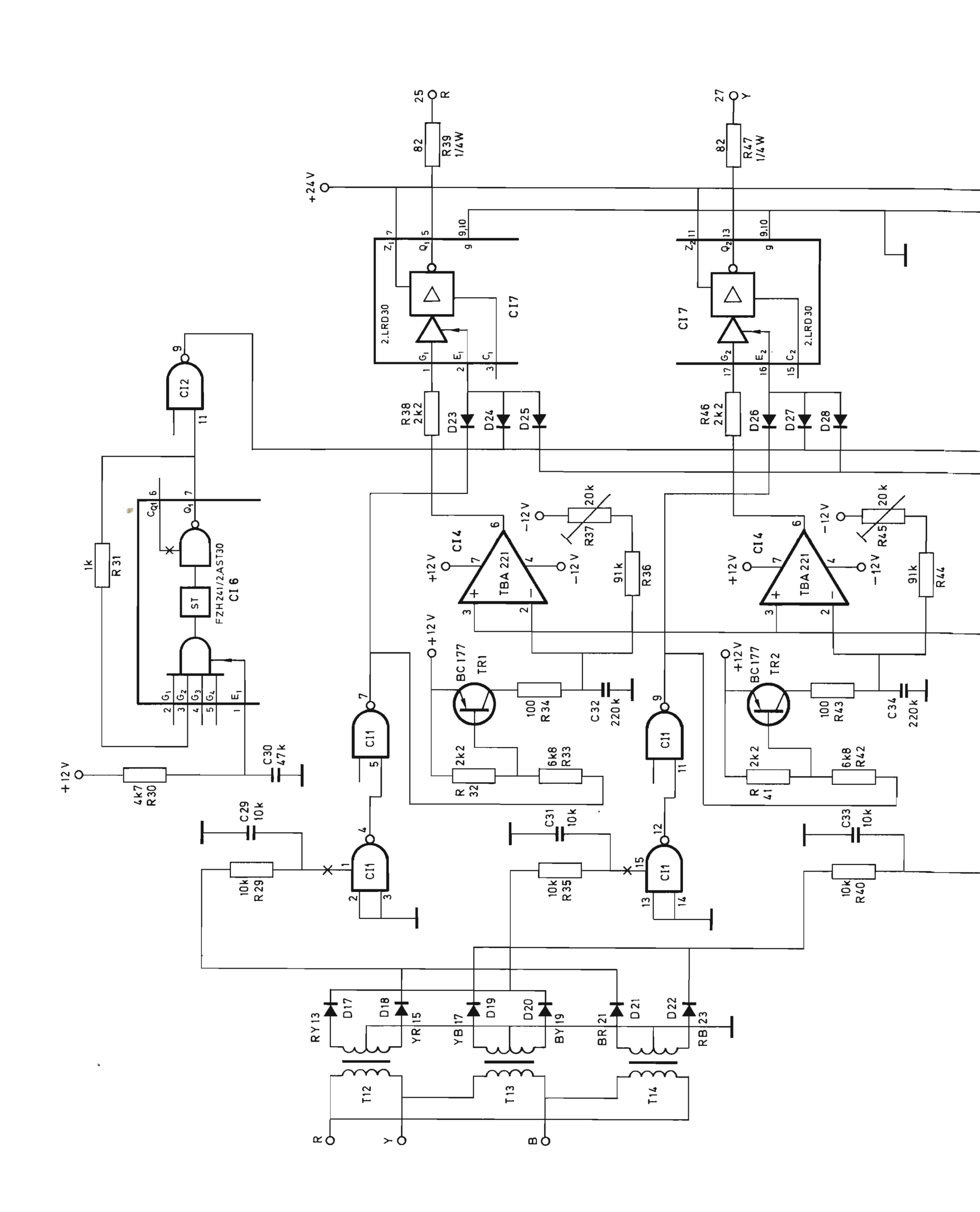
*Bloque E:* es un oscilador de relajación que produce impulsos con una frecuencia de unos 40 kHz.

*Descripción del circuito*

El esquema de la unidad de control de fase se muestra en la figura 7 y las formas de onda asociadas en la figura 8.

Para la explicación del circuito describiremos sólo una fase (fase *R*).

De las figuras 2 y 8a se puede ver que el tiristor *R*



+24 V
25 R
27 Y
82
R39 1/4W
R47 1/4W
2.LRD30
CI 7
R38 2k2
R46 2k2
D23
D24
D25
D26
D27
D28
CI 2
CI 4
TBA 221
20k
R37
R45
91k
R36
R44
-12 V
+12 V
1k
R31
FZH241/2.AST30
CI 6
ST
BC177
TR1
TR2
100
R34
R43
C32 220k
C34 220k
2k2
R 32
R 41
6k8
R33
R42
CI1
4k7
R30
C30 47k
C29 10k
C31 10k
C33 10k
10k
R29
R35
R40
D17
D18
D19
D20
D21
D22
RY 13
YR 15
YB 17
BY 19
BR 21
RB 23
T12
T13
T14
R
Y
B

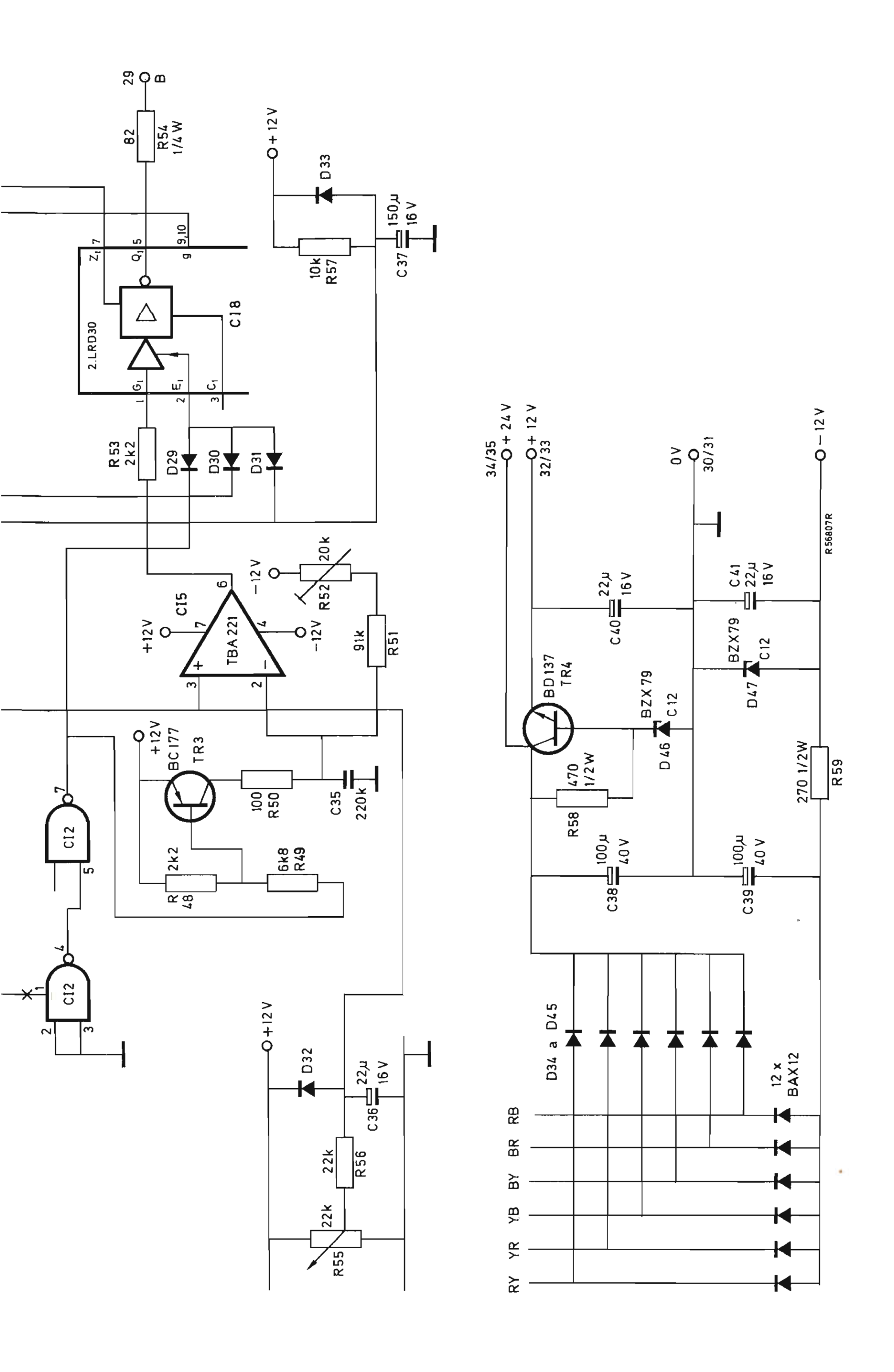



Figura 7. Esquema de la unidad de control de fase.
$CI_1$ = 4.NAND30/FZH111 $CI_6$ = 2.AST30/FZH241
$CI_2$ = 4.NAND30/FZH111 $CI_7$, $CI_8$ = 2.LRD30
$CI_3$, $CI_4$, $CI_5$ = TBA221 Todos los diodos son BAW62

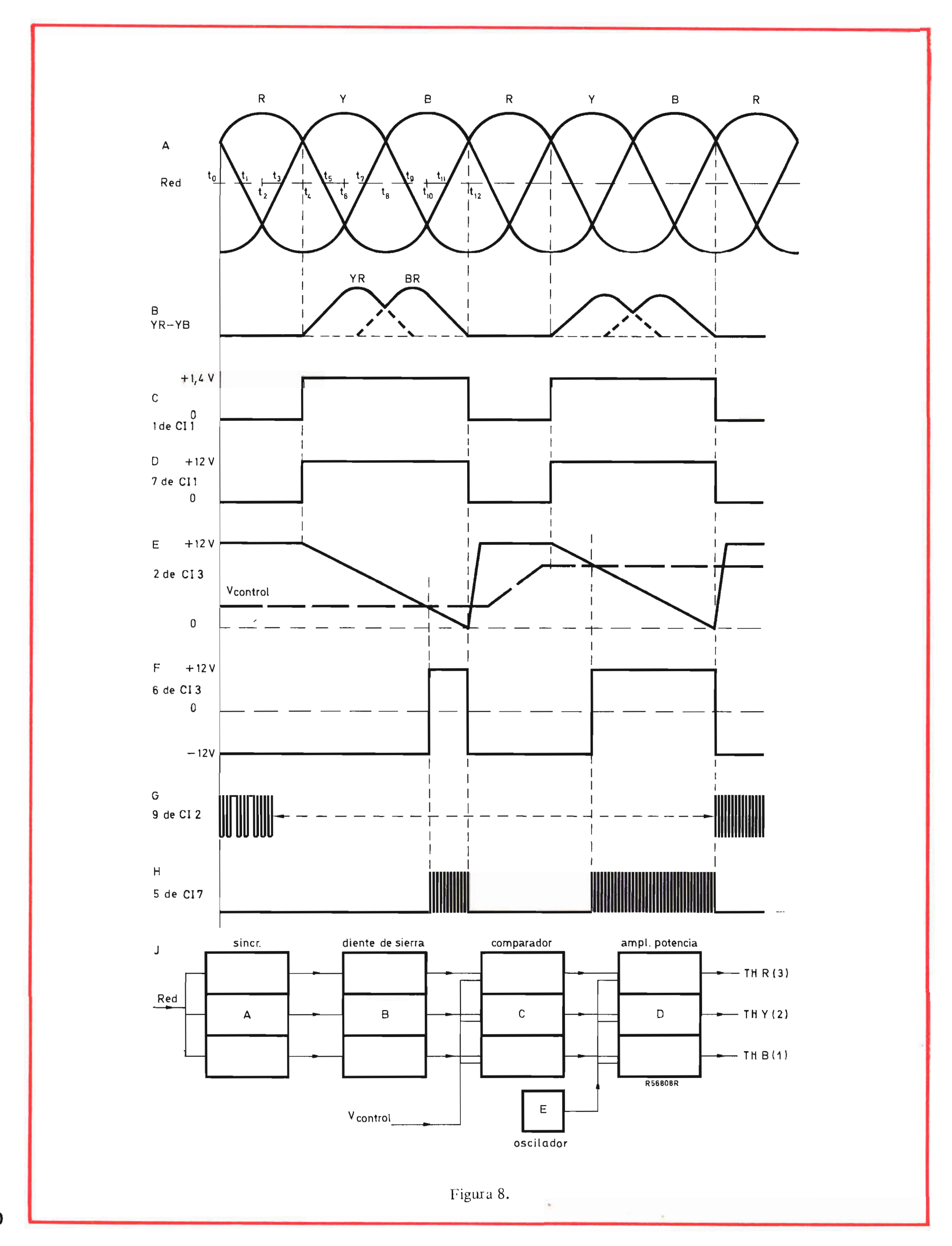

R
Y
B
R
Y
B
R
A
Red
$t_0$
$t_1$
$t_2$
$t_3$
$t_4$
$t_5$
$t_6$
$t_7$
$t_8$
$t_9$
$t_{10}$
$t_{11}$
$t_{12}$
YR
BR
B
YR–YB
+1,4 V
C
0
1 de CI 1
D
+12 V
7 de CI 1
0
E
+12 V
2 de CI 3
Vcontrol
0
F
+12 V
6 de CI 3
0
−12V
G
9 de CI 2
H
5 de CI 7
J
sincr.
diente de sierra
comparador
ampl. potencia
Red
A
B
C
D
TH R (3)
TH Y (2)
TH B (1)
R56808R
Vcontrol
E
oscilador

Figura 8.

tiene que dispararse cuando la fase $R$ tiene una tensión negativa con respecto a las fases $Y$ y $B$ (entre $t_4$ y $t_{12}$ en la figura 8a).

La sincronización de todas las fases se realiza con los transformadores $T_{12}$, $T_{13}$, $T_{14}$ y los diodos $D_{17}$ a $D_{22}$.

La tensión $YR + BR$ para la fase $R$ se aplica al punto 1 de $CI_1$ a través de $R_{29}$ (fig. 8c), por lo que la salida 7 de $CI_1$ está en ALTO durante el intervalo de $t_4$ a $t_{12}$ (fig. 8d).

Antes de $t_4$, la salida 7 de $CI_1$ estaba en BAJO y $TR_1$ conducía, de modo que $C_{32}$ estaba cargado a +12 V (véase la figura 8e).

En $t_4$ , $TR_1$ deja de conducir y la tensión en $C_{32}$ disminuirá a cero casi linealmente.

La descarga de $C_{32}$ puede ajustarse con $R_{37}$, de modo que en $t_2$ sea $V_{C32}$ = 0,2 V.

La tensión en $C_{32}$ y la tensión de control se comparan en $CI_3$ (TBA221) (fig. 8e).

Cuando $V_{C32}$ es menor que $V_{control}$, la salida 6 de $CI_3$ (fig. 8f) está en ALTO y por tanto los impulsos de disparo del oscilador $CI_6$ pueden disparar el tiristor $R$ a través del amplificador de potencia $CI_7$ (fig. 8h).

El tren de impulsos se detiene inmediatamente en $t_{12}$, donde el punto 7 de $CI_1$ pasa a BAJO y entonces bloquea los impulsos de disparo por medio de $D_{24}$.

A partir de esto se puede ver que cuanto más elevada es $V_{control}$, más se adelanta el disparo del tiristor $R$ y mayor es la tensión aplicada al separador.

La sincronización de las fases $Y$ y $B$ se realiza por las tensiones $RY + BY$ y $YB + RB$ respectivamente.

Una ventaja de esta sincronización es que la secuencia de fase no es importante.

Además, un circuito de conmutación prohibe los primeros impulsos de disparo durante algún tiempo después de la conexión, a través de los diodos $D_{25}$, $D_{28}$ y $D_{31}$ para prevenir disparos falsos.

Con un segundo circuito ($C_{36}$ y $R_{56}$), la tensión de control comienza, para tensión cero en conexión, y después crece progresivamente hasta el valor ajustado por $R_{55}$, por lo que el condensador separador se carga linealmente y se evitan corrientes de carga elevadas.

La parte inferior de la figura 7 muestra la fuente de alimentación para el circuito de control completo.

Se obtienen tres tensiones, +12 V y −12 V estabilizados para los circuitos de control, y +24 V no estabilizados para las etapas de salida de disparo.

## 5. Circuito de control

Para la explicación del circuito de control se opta por un diagrama de circulación, porque es muy complicado explicar el circuito siguiendo el esquema.

El diagrama de circulación se muestra en la figura 9. Las señales de salida requeridas se muestran en la parte inferior de la figura 5.

### *Funcionamiento*

Después de conectar (3) en modo 5 ha de elegirse operación manual u operación automática.

Si se selecciona operación manual, el SI de 5 pasa a los modos 7 y 8.

El módulo *FF* (13) puede activarse por medio de 7 y 11 si se presenta el impulso simple de señal, que procede de un pulsador.

Si existe la señal de arranque 2, se puede activar el módulo *FF* (13) por medio de 8 y 11. El impulso de arranque se deriva de la parte mecánica del equipo de soldadura, indicando que la siguiente pieza está preparada para soldarse.

Si en el modo 5 se optó por operación automática, el NO de 5 se aplica al modo 9 junto con el impulso de 2 Hz del oscilador 6, y se activa *FF* (13) cada medio segundo por medio de 9 y 11.

Cuando *FF* (13) está activado por una de las señales antes mencionadas, el temporizador 18 es accionado por el modo 15.

El oscilador 21 puede funcionar ahora un tiempo hasta 20 ms ($t_{off}$ de 18) en una frecuencia de 2 kHz.

Para la explicación se toma primero la parte izquierda del diagrama. Los impulsos de 2 kHz de 21 se aplican a 23, un disparador *FF*.

La salida de 23 es una onda cuadrada con una frecuencia de 1 kHz. El modo 25 comprueba si la salida de 23 está en nivel ALTO (SI o NO).

El conformador de impulsos entrega un impulso en cada cambio de estado de la salida SI de 25.

Si la salida de 23 no está en ALTO se dispara $TH_6$, con los impulsos de disparo de 41, a través de 44.

Si la salida de 23 para ALTO, la salida SI de 25 activa el conformador de impulsos 29. El impulso de 29 y la salida SI de 24 darán al tiristor de conmutación $TH_7$ un impulso de disparo por medio de 35 (véanse las figuras 3 y 5).

El impulso de 29 acciona también al temporizador 32 y se bloquea el oscilador 41 durante el retardo de $T32$ (tiempo de conmutación de $TH_7$, 170 $\mu$s).

Después del retardo $T32$ se dispara el tiristor de red $TH_4$ por la salida SI de 25 y por los impulsos de disparo de 41 a través de 43.

Esto continúa hasta que la salida de 23 pasa a NO ALTO. En este momento la salida SI de 25 ya no existe y cesan los disparos de $TH_4$. En el mismo momento, 29 dará un impulso de disparo al tiristor de conmutación $TH_5$ junto con la salida NO de 25 a través de 37.

El temporizador 32 se acciona también por el impulso

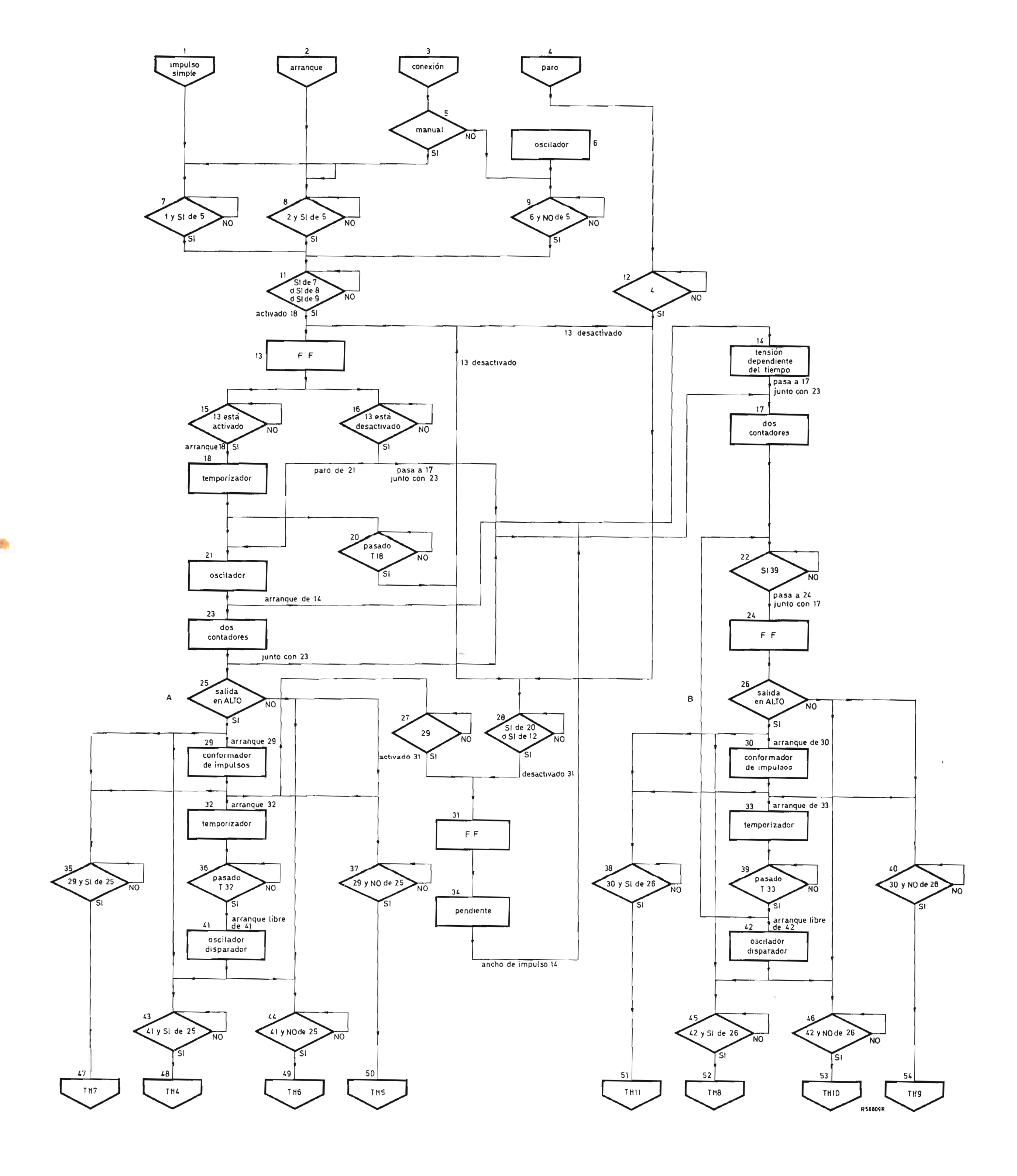



Figura 9. Diagrama de circulación.

de 29 y después del tiempo de conmutación de $TH_5$ (tiempo de 32), el oscilador disparador 41 produce otra vez impulsos de disparo y, junto con la salida NO de 25 dispara el tiristor de red $TH_6$.

Esto continúa hasta que la salida de 23 cambia y se presentará otra vez SI en 25.

En este momento, $TH_7$ recibirá un impulso de disparo y se repetirá el ciclo completo.

Esto continúa hasta que pasa el tiempo de 18 o hasta que aparece la señal de paro 4, la señal de paro se deriva de la parte mecánica del equipo de soldadura.

En ese momento se desactiva *FF* (13) a través de 20 ó 12 respectivamente, y el oscilador 21 se para por medio de 16 y, por tanto, la salida de 23 permanecerá en la posición que estaba en aquel momento (fig. 10a) hasta que *FF* (13) se active de nuevo para el siguiente ciclo de soldadura.

El desfase entre *A* y *B* (fig. 10) se realiza del siguiente modo: se activa *FF* (13) por un impulso de arranque, se acciona el temporizador 18 y el oscilador 21 empieza a producir impulsos de 2 kHz.

En cada flanco de paso a negativo se disparan los dos contadores, y por tanto la salida cambia de estado, por ejemplo de BAJO a ALTO. El conformador de impulsos 29 entrega un impulso y se activa *FF* (31) a través de 27, que comienza la pendiente 34 (fig. 10). Esta tensión en pendiente se aplica al temporizador 14 dependiente de la tensión. El temporizador 14 se pone en marcha en el mismo flanco de paso a negativo de 21.

El temporizador 14 da un impulso pequeño, ya que la tensión en pendiente es pequeña. En el flanco de paso a negativo del impulso, la información de 23 (ALTO) se deriva por 17 y cuando *T*33 ha pasado la información de 17 se deriva de 17 a 24 a través de 22.

La salida de 24 pasa a ALTO y el conformador de impulsos 30 se activa. Este impulso de 30 y la salida SI de 26 entregan un impulso de disparo a $TH_{11}$.

El impulso del conformador de impulsos acciona también al temporizador 33 y cuando pasa el tiempo *T*33, $TH_8$ se disparará por medio del SI de 26 y de 42.

Como puede verse, la parte derecha del circuito funciona exactamente igual que la parte izquierda, sólo un cierto tiempo más tarde que depende del tiempo de 14.

En el próximo flanco de paso a negativo de 21, se dispara el temporizador 14 y la tensión en pendiente es algo mayor, lo que determina un mayor ancho de impulso aumentado y la parte derecha (B) sigue a la parte izquierda (A) con un cierto retraso.

Esto continúa hasta que la tensión en pendiente es máxima, de modo que las tensiones de *A* y *B* (fig. 10) están casi en oposición de fase y la tensión en el transformador es máxima.

Si ahora se desactiva *FF* (13) por el temporizador 18

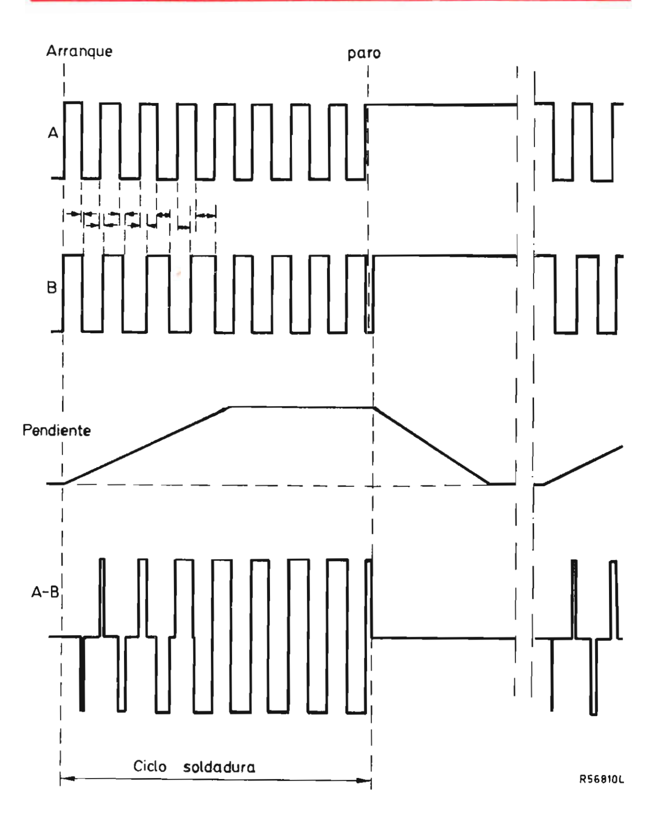



Figura 10. Formas de onda de pendiente.

o por el paro 4, la salida SI de 16 detiene al oscilador 21 y la información de 23 se toma inmediatamente en 17.

Si el tiempo de 33 no ha pasado en ese momento, la información de 17 no se derivará en 24, ya que el ciclo de conmutación no ha terminado, pero esperará hasta que pase *T*33.

Los dos contadores 23 y *FF* (24) están ahora en el mismo estado, ambos en ALTO o ambos en BAJO, y la tensión de salida a través del transformador es cero.

Con la desactivación de *FF* (13) también se desactiva *FF* (31) por medio de 28 y la tensión en pendiente disminuirá a cero.

Todo el circuito está ahora preparado para empezar un nuevo ciclo de soldadura.

El circuito se muestra en las figuras 11, 12 y 13.

## 6. Protección de conexión y desconexión

Cuando el circuito se conecta ha de tenerse la seguridad de que no seguirán disparos erróneos de los tiristores.

Esto se consigue con el condensador $C_{63}$, que bloquea los amplificadores de salida durante el tiempo necesario para que el condensador acoplador se cargue y la tensión

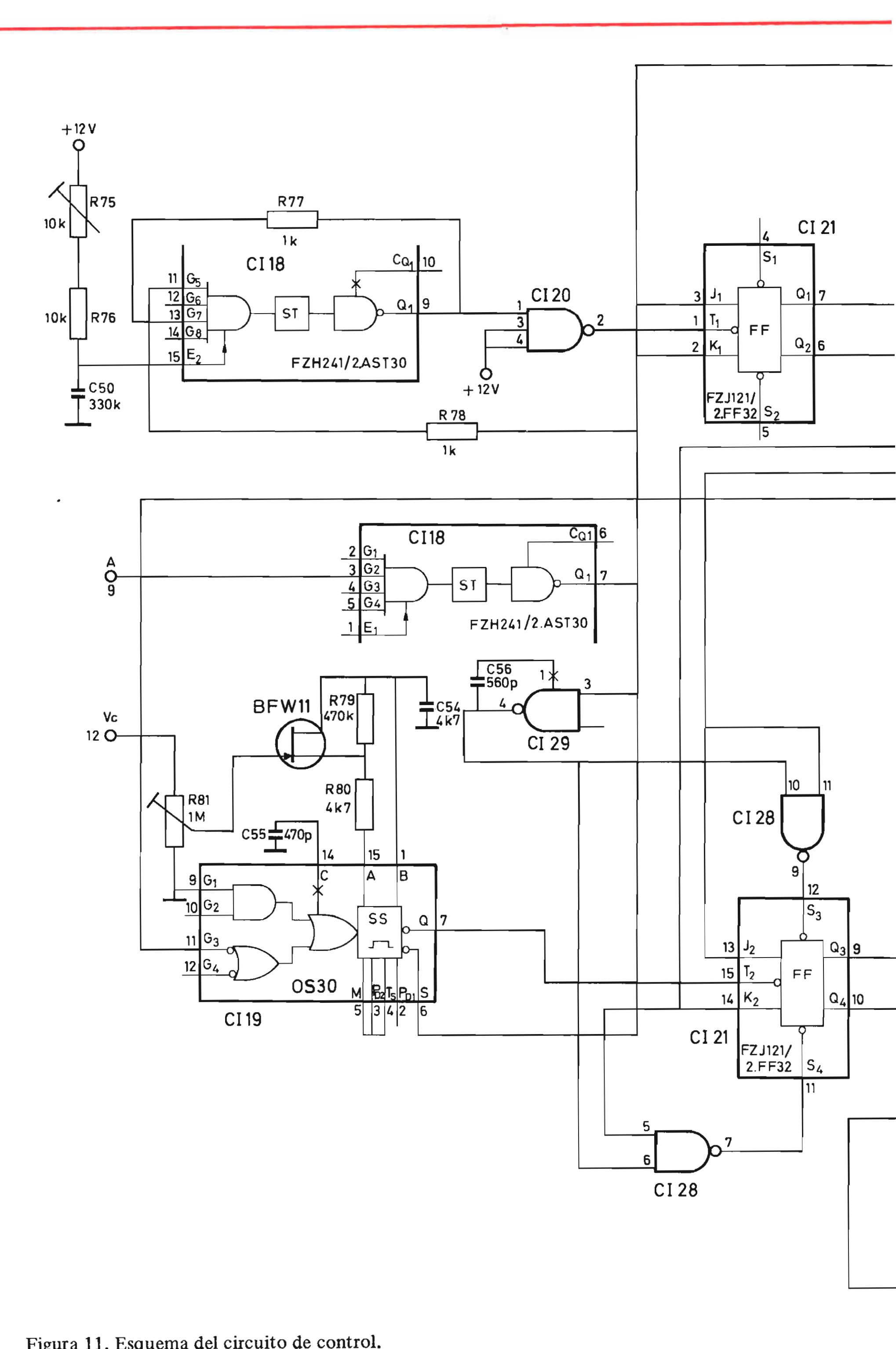
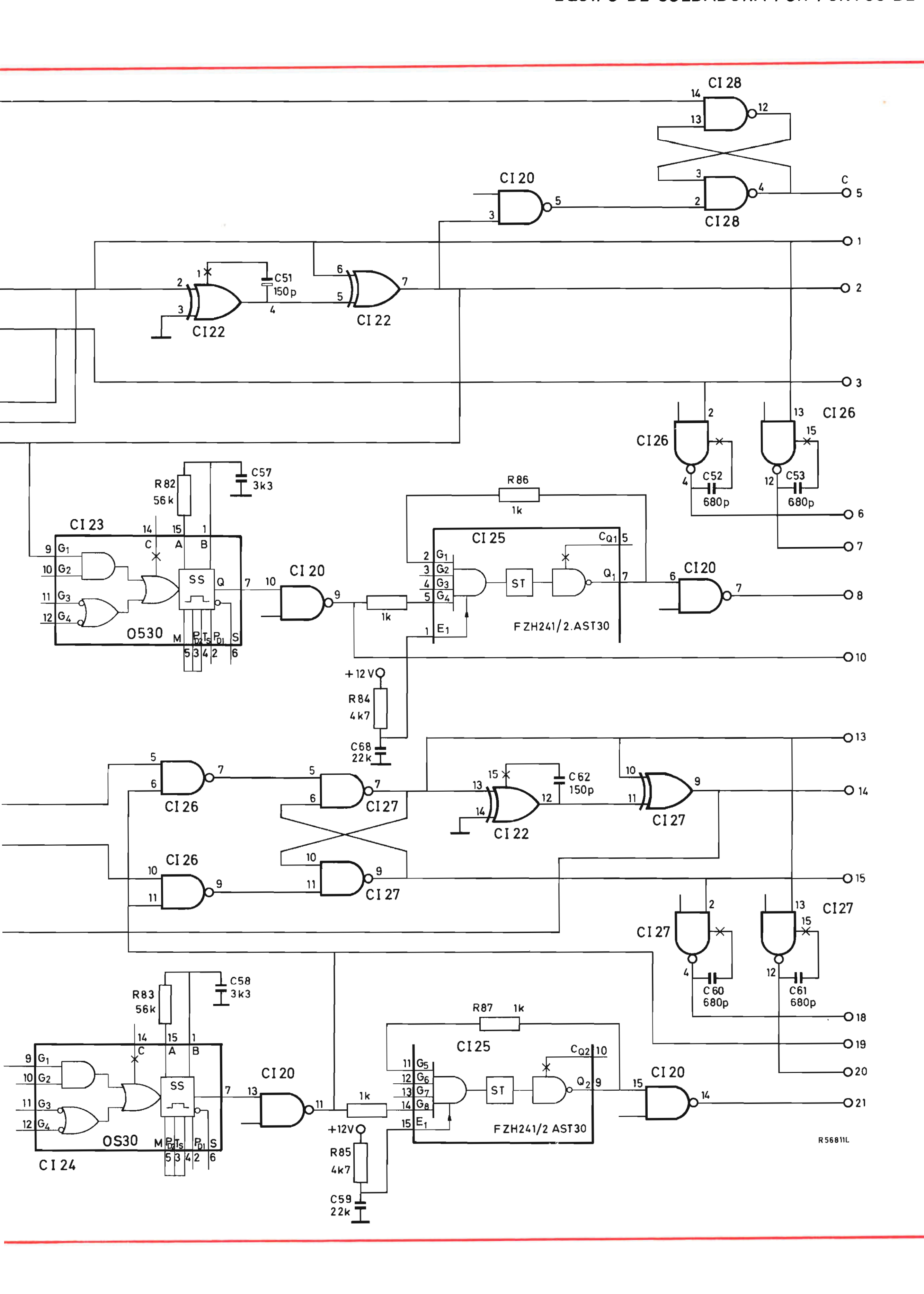



Figura 11. Esquema del circuito de control.
$CI_{18}$, $CI_{25}$ = FZH241/2AST30
$CI_{19}$ = FZK101/OS30
$CI_{20}$ = FZH201/6.IN30
$CI_{21}$ = FZJ121/2.FF32
$CI_{22}$ = FZH271/4.EO30
$CI_{23}$, $CI_{24}$ = FZK101/OS30
$CI_{26}$, $CI_{27}$, $CI_{28}$, $CI_{29}$ = FZH111/4.NAND30


CI 28
CI 20
CI 28
CI 22
C51
150p
CI 22
CI 26
CI 26
C52
680p
C53
680p
R86
1k
C57
3k3
R82
56k
CI 23
CI 25
CI 20
CI 20
SS
0530
ST
FZH241/2.AST30
1k
+12V
R84
4k7
C68
22k
CI 26
CI 27
C62
150p
CI 22
CI 27
CI 26
CI 27
CI 27
CI 27
C60
680p
C61
680p
C58
3k3
R83
56k
R87 1k
CI 25
CI 20
CI 20
SS
OS30
CI 24
ST
FZH241/2 AST30
1k
+12V
R85
4k7
C59
22k
R56811L

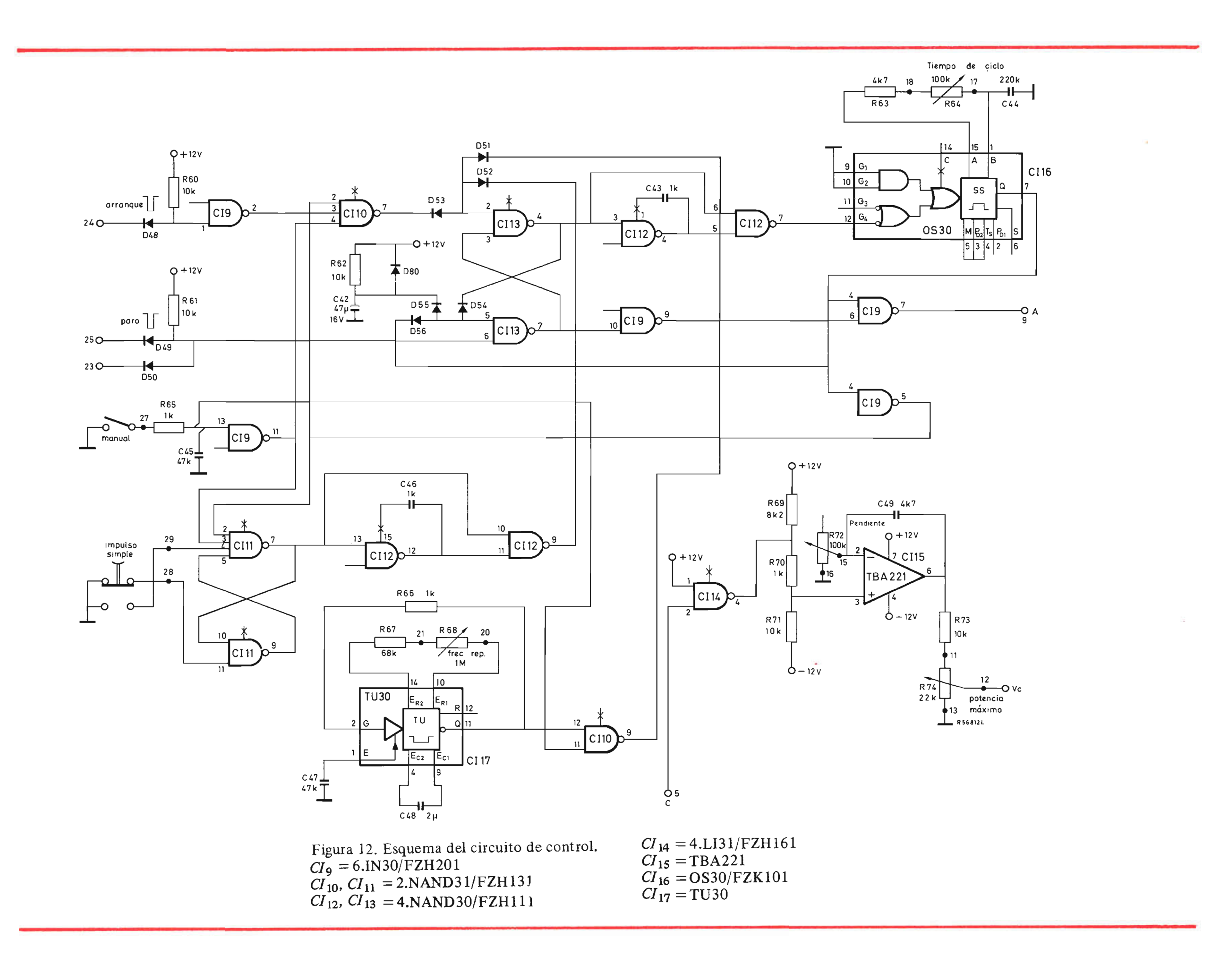



Figura 12. Esquema del circuito de control.
$CI_9$ = 6.IN30/FZH201
$CI_{10}$, $CI_{11}$ = 2.NAND31/FZH131
$CI_{12}$, $CI_{13}$ = 4.NAND30/FZH111
$CI_{14}$ = 4.LI31/FZH161
$CI_{15}$ = TBA221
$CI_{16}$ = OS30/FZK101
$CI_{17}$ = TU30

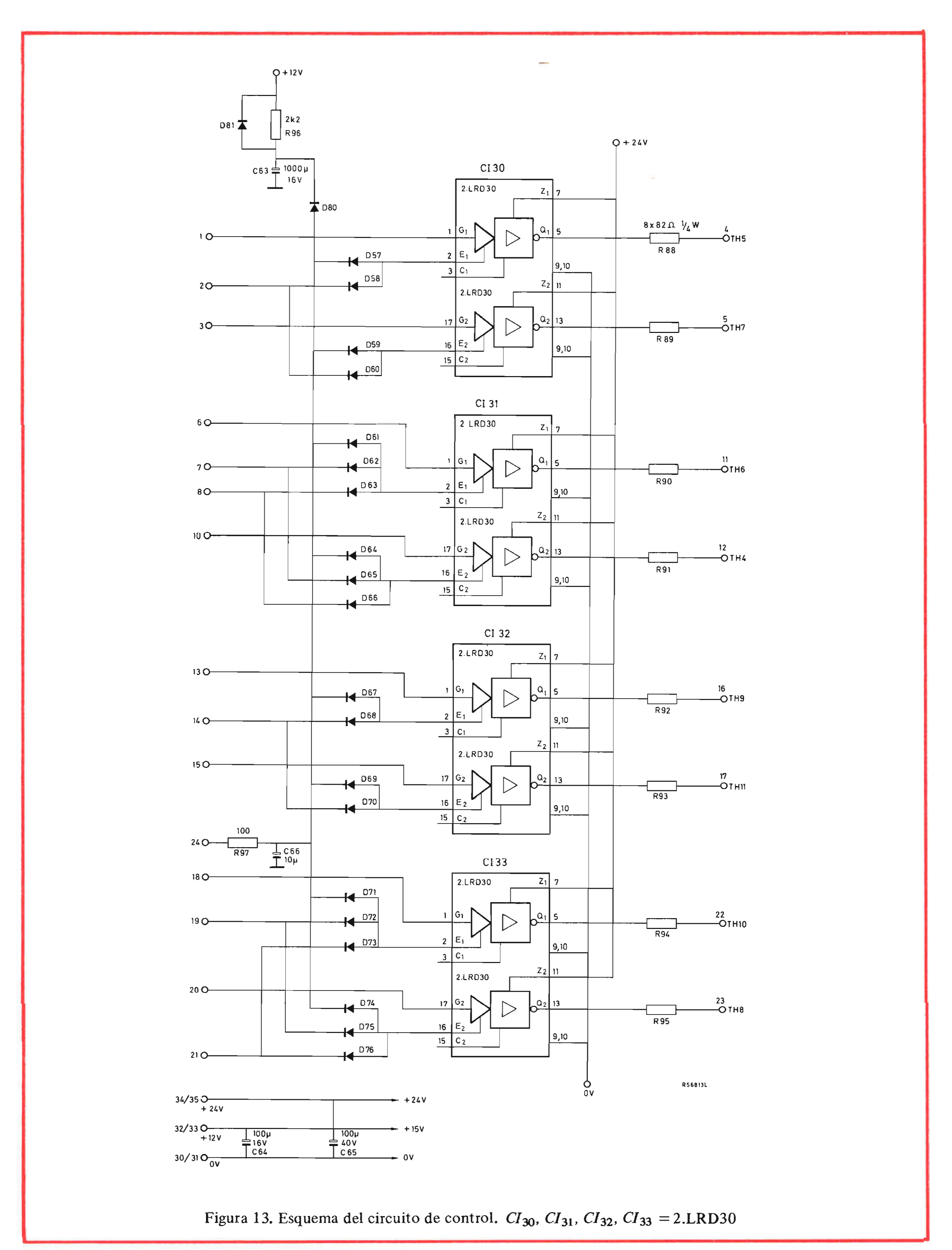



Figura 13. Esquema del circuito de control. $CI_{30}$, $CI_{31}$, $CI_{32}$, $CI_{33}$ = 2.LRD30

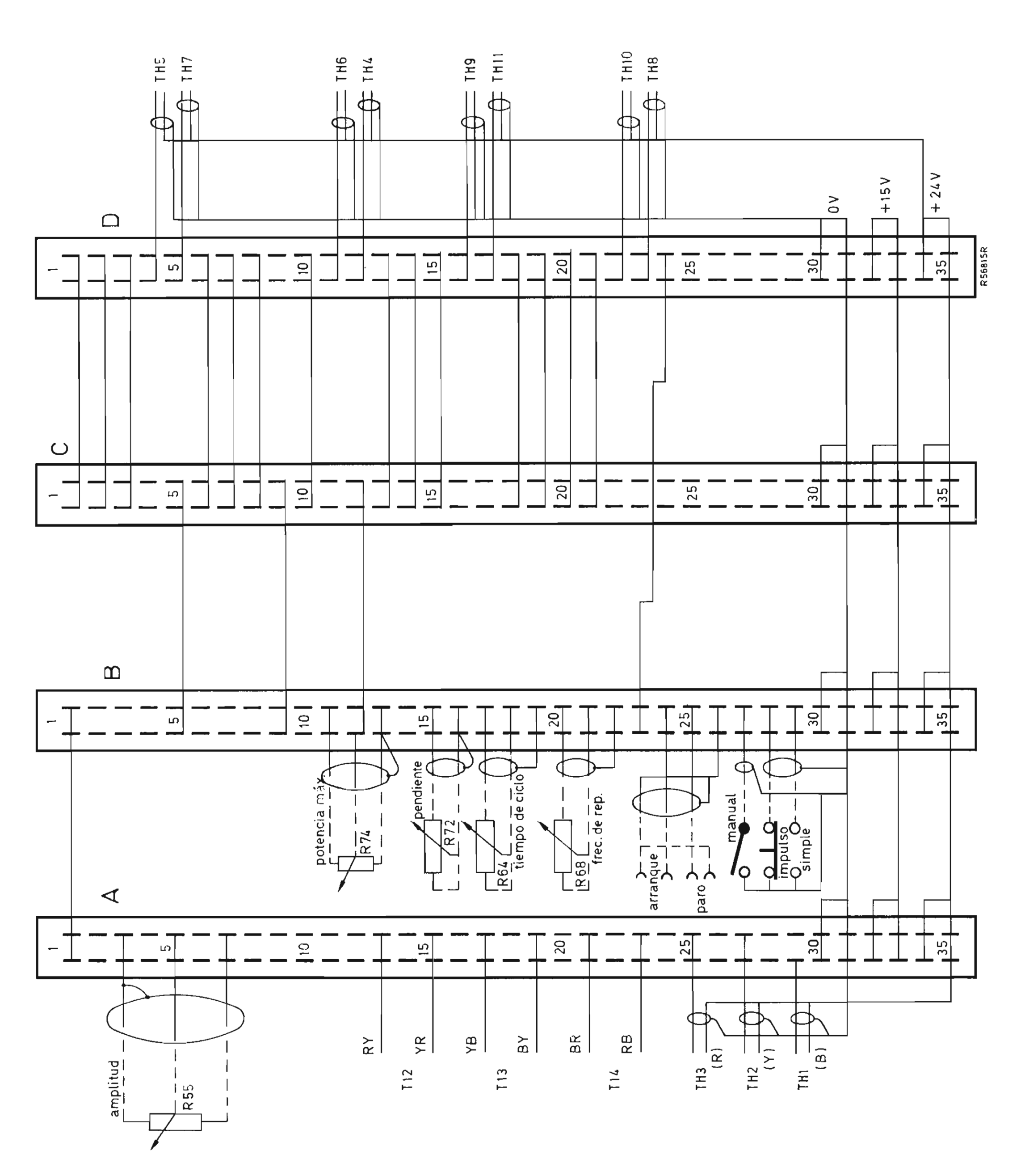



Figura 15. Esquema de cableado.

de alimentación se presente.

Cuando el circuito se desconecta, la tensión en el condensador acoplador permanecerá en un determinado valor.

Por ello debemos prevenir disparos erróneos.

Esto se consigue con el circuito de la figura 14.

Durante el funcionamiento normal $TR_4$ conduce, la tensión de +24 V es mayor que el nivel de paso a conducción del disparador Schmitt y, por tanto, $TR_5$ no conduce y el punto 24 está en ALTO.

Si se desconecta, la tensión de +24 V disminuye y cuando se hace menor que 20 V, el nivel de paso a bloqueo del disparador de Schmitt, punto 24, pasa a BAJO.

Con esta señal BAJO se fija el circuito de control y pasa a posición de paro, lo cual se hace en 170 $\mu$s.

Después del tiempo $R.C$ de $C_{66}$ y $R_{97}$, se bloquean los amplificadores de salida y ya no se aplican impulsos de disparo a los tiristores.

La tensión de alimentación disminuye a cero, pero la tensión en $C_{67}$ se mantiene durante un tiempo suficiente para desconectar el circuito de forma adecuada.

La figura 15 muestra la conexión entre paneles.

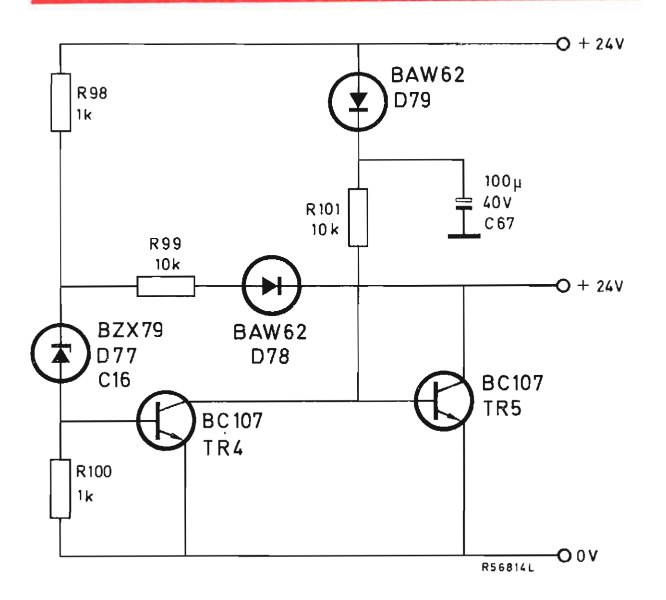
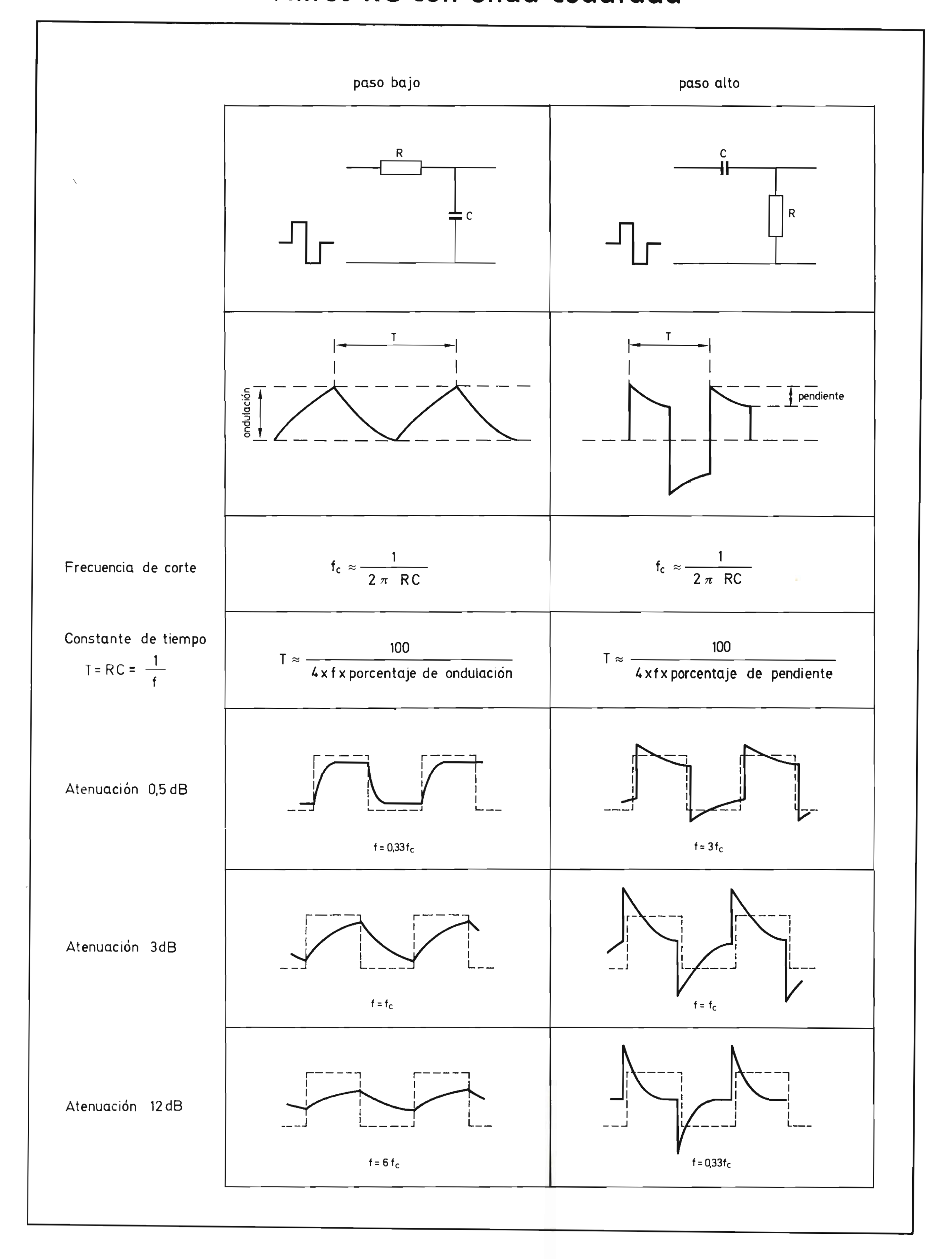



Figura 14. Circuito de protección.

# Filtros RC con onda cuadrada



# VARISTORES Resistores VDR

*Para muchos técnicos, las resistencias no lineales siguen siendo componentes algo misteriosos.*

*Por su tendencia a no seguir la ley de Ohm, no hace mucho se prescindía de ellos siempre que era posible.*

*Dentro de la tendencia actual de perfeccionismo y miniaturización, estos elementos ofrecen frecuentemente la solución más cómoda a los problemas de protección, de estabilización o de regulación.*

*Debido al comportamiento de los termistores (NTC con coeficiente negativo de temperatura o PTC con coeficiente positivo de temperatura), de los varistores (VDR), de los resistores fotosensibles (LDR, resistores dependientes de la luz), de los humistores (HDR), y ahora de los detectores de gas inflamable, las aplicaciones se multiplican a elevado ritmo. Evolucionando hacia características cada vez más interesantes, estos componentes han adquirido una fiabilidad que no excluye ninguna aplicación profesional o industrial.*

*De este modo el varistor, o resistor VDR, asegura ahora de forma simple y fiable un gran número de funciones.*

**El carburo de silicio: un conductor anormal**

Parece que fue hacia 1835 cuando se observó por primera vez una anomalía de conducción en un agregado de cristales de carborundo, cuya conductividad aumentaba a medida que se elevaba la tensión aplicada. Aunque el misterio que rodeaba este fenómeno se aclaró, sólo hasta su utilización en relés de circuitos telefónicos, a principios de este siglo, los varistores vieron extenderse sistemáticamente sus aplicaciones.

En los años 50, comenzó la fabricación y se extendió su gama de tipos al mismo tiempo que sus aplicaciones.

Actualmente, el carburo de silicio conserva un gran éxito en sus aplicaciones gracias a su robustez.

Sin embargo, otros sistemas más eficaces se han puesto a punto y vienen a completar de forma muy afortunada la gama ya extensa de los varistores "clásicos". Se trata entre otros, del sistema con óxido de titanio especialmente desarrollado para aplicaciones de baja tensión (micromotores, circuitos transistorizados, automóvil) y del sistema con óxido de zinc cuyo éxito es inmenso en las aplicaciones de limitadores, antiparásitos, etc..

*Funcionamiento de los varistores de carburo de silicio*

Estos varistores se fabrican aglomerando, con la ayuda de un aglutinante cerámico, granos de carborundo seleccionados y escogidos.

En el punto de contacto entre granos aparece una barrera de potencial; por debajo de un umbral determinado de tensión, la conducción es insignificante, mientras que por encima de este umbral la conducción crece muy rápidamente.

Estos contactos entre granos se reparten estadísticamente en serie y en paralelo, formando así una red compleja cuya resultante da la característica representada en la figura 1.

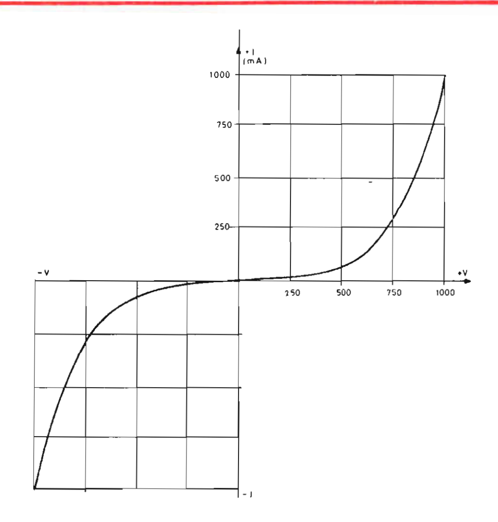



Figura 1. Característica tensión-corriente de un varistor.

Debido al reparto aleatorio de los contactos entre granos, esta característica es totalmente independiente de la polaridad. Esta es una particularidad muy específica del varistor.

La característica tensión-corriente del varistor se puede expresar matemáticamente por la ecuación:

$$V = C.I^{\beta} \quad (1)$$

En esta ecuación, *C* representa el valor de la tensión en bornes del varistor cuando circula una corriente de un amperio y $\beta$ es un coeficiente de eficacia del varistor, cuyo valor es siempre inferior a la unidad. La característica es tanto más eficaz cuanto más pequeño es el valor de $\beta$.

La ecuación 1 puede tomar otras formas cuando se quiere expresar la corriente en función de la tensión en vez de la tensión en función de la corriente.

Normalmente se utiliza la expresión:

$$I = K.V^{\alpha} \quad (2)$$

que es equivalente a la anterior si se considera:

$$\alpha = \frac{1}{\beta}$$

y

$$K = \frac{1}{C^{\alpha}}$$

La expresión:

$$I = \frac{V^{\alpha}}{C} \quad (3)$$

es igualmente utilizable.

Si se considera que el valor del parámetro $\beta$ generalmente está comprendido entre 0,16 y 0,40 para el sistema de carburo de silicio (puede disminuir hasta 0,01 para el sistema a base de óxido de zinc, del que hablaremos más adelante), se comprende que la representación gráfica en coordenadas lineales de la característica de funcionamiento del varistor sea difícil. Se adopta convencionalmente una representación en coordenadas logarítmicas transformando la ecuación 1 del siguiente modo:

$$\text{Log } V = \beta \log I + \text{Log } C \quad (4)$$

En este caso, la ecuación de funcionamiento está representada por una recta en la que $\beta$ es la tangente del ángulo formado por esta recta con el eje de abcisas (véase la figura 2). Un corolario de la ecuación 4 permite entrever inmediatamente la aplicación más atrayente de

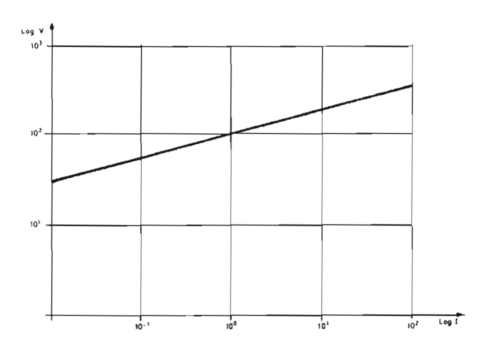



Figura 2. Característica tensión-corriente de un varistor en coordenadas logarítmicas.

los varistores; expresemos la resistencia instantánea del varistor a partir de la ley de Ohm:

$$R = \frac{V}{I} \qquad I = \frac{V}{C^{\alpha}}$$

$$R = \frac{C^{\alpha}}{V^{\alpha-1}} = \frac{1}{K.V^{\alpha-1}} \quad (5)$$

Puesto que se sabe que $\alpha$ es habitualmente de 4 a 6 para los varistores de carburo de silicio, y de 20 a 50 para los varistores de óxido de zinc, se observa que la resistencia instantánea del varistor es una función de la tensión aplicada a sus extremos.

Todo circuito que contiene un varistor verá por tanto variar rápidamente su impedancia si varía la tensión. Un control de la corriente circulante en los diferentes componentes del circuito se hace fácil e incluso automático si existe una apropiada resistencia en serie.

### *Procedimiento de fabricación*

En la fabricación de varistores de carburo de silicio, se hace una íntima mezcla de carborundo y de adhesivo cerámico. Los diferentes constituyentes se controlan severamente en lo que se refiere a su granulometría, a su composición química y a sus propiedades eléctricas. A la mezcla, se le da forma de discos o anillos por prensado o de varillas por extrusión. Las dimensiones de los discos y de las varillas determinarán los límites de disipación del componente terminado y, en cierta medida, sus características eléctricas.

Después del secado, los discos y varillas pasan a hornos con temperaturas de 1000°C a 1500°C, de modo que el adhesivo o aglutinante se solidifique sin alterar los contactos entre granos de carborundo. Las superficies planas de los discos o los extremos de las varillas se metalizan a continuación y se proveen eventualmente de hilos antes de ser recubiertos con una capa protectora (si esto es necesario).

Se ajustará el valor de *C* (véase la ecuación 1) del varistor, modificando el número de barreras de potencial, es decir el número de contactos entre granos de carborundo, ya sea adaptando la granulometría de este carborundo, o modificando el espesor del disco o la longitud de la varilla.

### *Aplicaciones de los varistores de carburo de silicio*

Habitualmente, las varillas (2322 564...) estarán destinadas a las aplicaciones en las que la tensión se extiende de 1000 V a 25 kV (estabilización en TV).

Los discos (2322 522..., 553..., 554... y 555...) estarán reservados para la gama de 10 V a 500 V.

Por debajo de 10 V es prácticamente imposible realizar, con la ayuda de carburo de silicio, varistores de buena característica. En efecto, el número de contactos entre granos debería estar reducido a un nivel tal que la ley de los grandes números no sería aplicable. Además, la resistencia mecánica del disco de cerámica, extremadamente delgado, no sería aceptable.

Para aplicaciones de 1 V a 15 V se ha desarrollado una gama de varistores a partir de otro sistema: el óxido de titanio.

### Varistores con óxidos metálicos

El fenómeno de conducción no lineal que aparece debido al contacto de los granos de carburo de silicio puede producirse igualmente, bajo ciertas condiciones, en la superficie de separación de dos cristales de óxidos metálicos.

Los óxidos de muchos elementos pueden servir para la elaboración de un varistor siguiendo el principio ilustrado en la figura 3. Sin embargo, estos óxidos deben reunir ciertas condiciones para que puedan ser utilizados para ello.

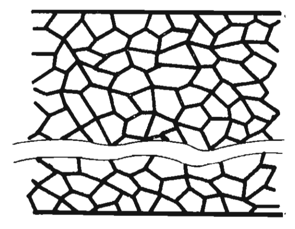


Figura 3. Aglomerado de granos de óxido metálico separados por una película de óxidos metálicos aislantes.

Para este efecto analicemos el funcionamiento real de un varistor: supongamos un aglomerado de granos de un óxido metálico conductor, separados entre sí por una película de óxidos metálicos aislantes.

Para una pequeña tensión, la resistencia de la película aislante es muy grande; mientras que a partir de un cierto umbral de tensión, esta película se vuelve rápidamente conductora.

La corriente que atraviesa la red no homogénea así constituida, variará, por tanto, siguiendo una ley idéntica

a la que habíamos expresado para el carburo de silicio.

Si establecemos la característica de un varistor en una gama de tensión muy extensa, notaremos que nuestra ecuación $V = CI^{\beta}$ no es válida en todos sus puntos.

La gráfica de la figura 4 muestra la forma general de la característica estudiada así fuera de los límites habituales de utilización. Este fenómeno se explica por el hecho de que la impedancia instantánea del varistor es, por lo menos, un término medio entre un fenómeno de semiconducción propia, una resistencia en serie, una resistencia en paralelo, una reacción capacitiva en paralelo y una inductancia en serie, tal como se ve en el esquema de la figura 5.

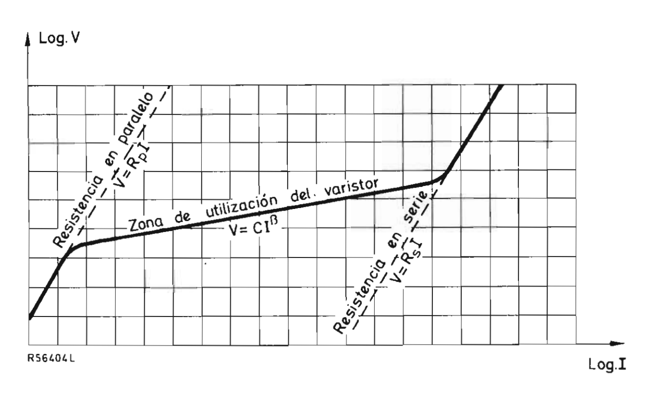



Figura 4. Característica de un varistor fuera de sus límites habituales de utilización.

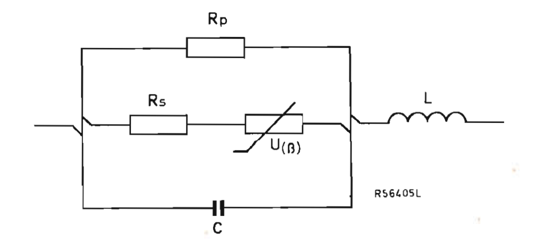



Figura 5. Circuito equivalente.

*La componente inductiva* es siempre prácticamente despreciable en las aplicaciones usuales y es más bien el resultado de una disposición física (por ejemplo, los hilos de salida en paralelo) que una característica intrínseca.

*La componente capacitiva* no interviene en régimen estable de tensión continua. Sin embargo, en aplicaciones como inhibidor de chispa, limitador de sobretensión transitoria, etc..., el efecto capacitivo vendría a sumarse al efecto semiconductor jugando un papel parecido al de los circuitos *R-C* utilizados normalmente en esta función.

*La resistencia en paralelo* está siempre presente en todo varistor. Esta se debe esencialmente a la conducción térmica que existe en toda barrera de potencial a temperatura ambiente. Se sabe que esta conducción, que crece exponencialmente con la temperatura, está provocada por la presencia de portadores minoritarios de origen térmico. Por tanto, el material que servirá de base para la fabricación de varistores deberá poseer propiedades tales que estos portadores sean lo menos numerosos posible.

*La resistencia en serie.* Si se estudia el recorrido de la corriente eléctrica en el aglomerado de cristales de óxido metálico, se advierte que esta corriente debe atravesar cada cristal para alcanzar la unión siguiente. La resistividad intrínseca de este óxido debe ser, por tanto, bastante baja para evitar una caída importante de tensión en cada cristal que comprometiera el funcionamiento del varistor. El óxido metálico utilizado deberá hacerse tan conductor como sea posible, por un procedimiento químico o térmico, con el fin de que convenga para la elaboración del varistor.

**Varistores con base de óxido de titanio ($TiO_3$)**

El óxido de titanio posee, en un nivel muy satisfactorio, las propiedades requeridas para la obtención de un buen varistor.

Convenientemente dispuestos, los cristales forman en sus puntos de contacto barreras de potencial de una excelente estabilidad. La resistencia en paralelo de estas uniones es muy aceptable a la temperatura ambiente y la resistividad intrínseca del óxido de titanio puede disminuirse por tratamiento químico o térmico a valores inferiores al ohmio centímetro.

Además, como la constante dieléctrica del óxido de titanio es especialmente elevada (86 a 170, según el eje óptico para la variedad utilizada), la capacidad de los varistores de óxido de titanio será también bastante elevada; esto es favorable para la utilización de un varistor como limitador.

El valor de $\beta$ está comprendido entre 0,1 y 0,2.

La posibilidad de obtener cristales de óxido de titanio de grandes dimensiones permite elaborar varistores en forma de discos utilizables para tensiones muy bajas (en efecto, la tensión es proporcional al número de barreras en serie).

La gama se extiende actualmente de 2,7 V a 15 V (los tipos para tensiones superiores están en desarrollo).

Esta gama cubre, por tanto, todas las aplicaciones en equipos portátiles, en circuitos integrados, en material de automóvil y en circuitos transistorizados (2322 581...)

## Varistores con base de óxido de zinc (ZnO)

### *Consideraciones sobre los valores de β*

El valor de $\beta$ en $V = CI^{\beta}$ depende de diversos factores, siendo los principales:

- la propia naturaleza del material del que se utiliza la unión de contacto,
- la calidad geométrica de este contacto; presión, dimensiones de las superficies en presencia,
- la presencia de impurezas de diversas influencias en el punto de contacto entre granos,
- la homogeneidad relativa, tanto desde el punto de vista geométrico (grosor de los cristales, por ejemplo), como químico.

En la práctica, el balance de estas diferentes influencias se traduce por una relación entre el valor de $\beta$ y el valor nominal de la tensión de trabajo del componente.

En general para un mismo material, la tensión de trabajo es tanto menor cuanto mayor es el valor de $\beta$.

A título de ejemplo, consideremos la serie de varistores de la serie 2322 546 0... Estos componentes están fabricados todos con idénticas dimensiones (una varilla de 15 mm de longitud y de 4,5 mm de diámetro) a partir de una mezcla de dos clases de carborundo, uno con granos gruesos y otro con granos pequeños.

Si se modifica en la mezcla la proporción relativa de los dos constituyentes principales, se obtienen valores de la tensión de trabajo (sin variar las otras consideraciones) proporcionales a la concentración del componente más pequeño.

Si se mide el valor de $\beta$ entre 1 y 10 mA para cada uno de los componentes obtenidos, este valor disminuye asintóticamente en función de esta concentración. Para valores más bajos de $V$, el valor de $\beta$ sería tan elevado que el componente no tendría ninguna eficacia.

Se puede expresar matemáticamente la dependencia de $\beta$ respecto de $V$ de la siguiente forma:

$$\beta = \beta o + \frac{a}{b + V} \quad (6)$$

$\beta_0$ es el valor más bajo posible correspondiente a una tensión infinita, $a$ y $b$ son constantes que dependen de las dimensiones del componente, de la composición y de las condiciones de fabricación.

Se ve que para condiciones óptimas de fabricación, aumentando el valor de $V$, $\beta$ tiende hacia un valor mínimo alcanzado para $V$ infinita.

En el sistema "carborundo", $\beta_0$ es del orden de 0,12.

En el sistema "óxido de titanio", $\beta_0$ es del orden de 0,08.

Ahora bien, un gran número de aplicaciones actuales (supresión de sobretensiones transitorias, protección contra chispas) requieren componentes cuyo valor sea inferior a 0,05. Por tanto, ha sido necesario buscar un sistema de base que permita elaborar varistores cuyo valor $\beta_0$ sea inferior a 0,01.

El sistema de óxido de zinc responde precisamente a esta demanda.

### *Comportamiento del varistor cerca de la característica zener*

A continuación se consideran los atractivos que puede tener tal característica. Para un aumento del 4 al 8% de la tensión en bornes del elemento, la corriente que lo atraviesa aumentará un 900%. Esta característica es comparable a la de los diodos zener, pero ofrece una ventaja suplementaria: es simétrica.

Sin embargo, algunas precauciones de utilización son siempre necesarias, sobre todo cuando el elemento se emplea en circuitos de baja impedancia, como las líneas de distribución de energía o de telecomunicación por ejemplo (la tensión de línea no puede provocar ningún calentamiento).

Pero es precisamente en estos circuitos donde las sobretensiones transitorias debidas a descargas eléctricas o a rupturas de fusibles, tienen las consecuencias más funestas.

Se está desarrollando actualmente una serie de varistores con base de óxido de zinc especialmente adaptados para la limitación de sobretensiones transitorias.

### *Fabricación de varistores de óxido de zinc*

El óxido de zinc utilizado se selecciona con gran cuidado y se controla desde el punto de vista de su pureza y de su granulado. Se mezcla íntimamente con un componente aislante formado por óxidos metálicos que servirá de segunda fase.

A la mezcla así constituida se le da forma, generalmente por prensado y a continuación se cuece a alta temperatura durante el tiempo necesario para que los granos de óxido de zinc queden separados unos de otros por una capa de óxido aislante.

Después de este tratamiento, las superficies se metalizan, se sueldan hilos o patillas y el conjunto se reviste con una pintura protectora o se coloca en una caja de plástico, según sea la aplicación reservada al componente.

*Comportamiento de los varistores de óxido de zinc con relación a sobretensiones*

Una sobretensión, generalmente de corta duración (1 μs a 1 ms en los casos más graves) puede aparecer accidentalmente sobre una línea de distribución de energía, y se debe generalmente a la apertura de un circuito inductivo fuertemente cargado, o a perturbaciones atmosféricas.

De este modo, en líneas de distribución domésticas y en la proximidad de aparatos electrodomésticos, estas sobretensiones pueden alcanzar 4000 V y su frecuencia de aparición puede elevarse hasta 1000 en 24 horas (para las sobretensiones más débiles) en las zonas industriales.

En el mismo seno de una instalación industrial o doméstica, la ruptura de un fusible, la apertura de una bobina de relé o de un electroimán provocan habitualmente sobretensiones del orden de 1100 a 1500 V. Si se tiene en cuenta que la mayor parte de los tiristores están

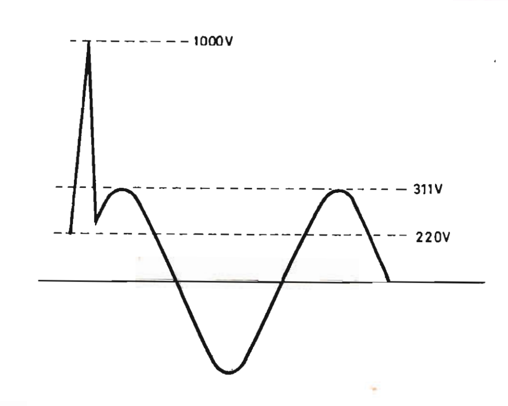



Figura 6. Sobretensión transitoria en una tensión alterna.

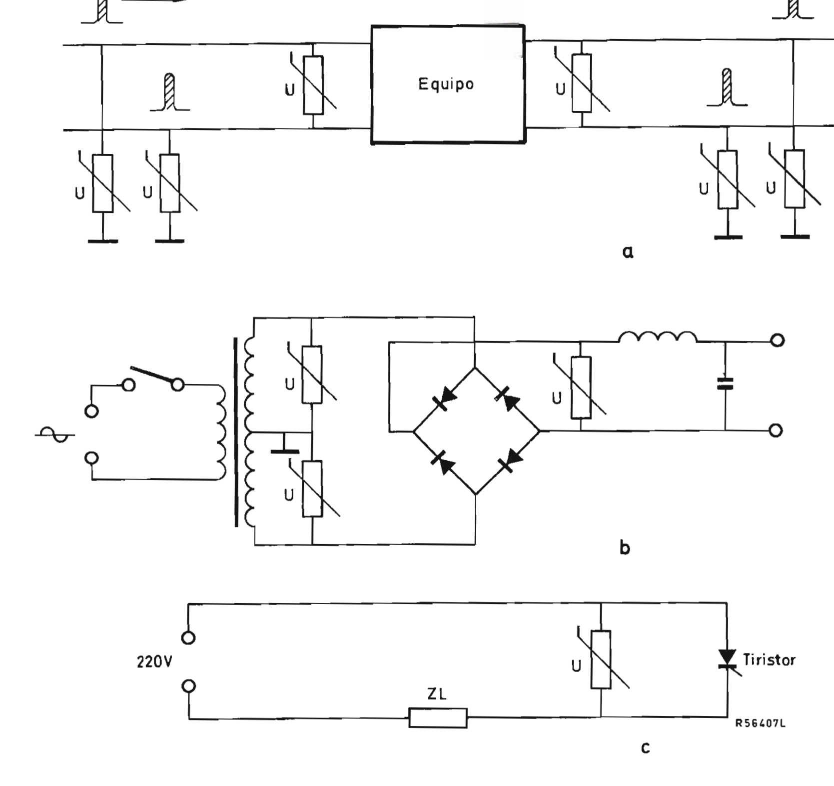



Figura 7. Algunos ejemplos de utilización de los varistores de óxido de zinc:
(a) protección de pararrayos en líneas de telecomunicación,
(b) protección de puentes rectificadores con diodos,
(c) protección de tiristores.

garantizados hasta 600 V, y que una sola sobretensión es suficiente para destruirlos, se comprende el riesgo que se corre diariamente.

La utilización de varistores del tipo óxido de zinc permite suprimir este riesgo.

En la expresión del funcionamiento de un varistor de óxido de zinc,

$$I = K.V^{\alpha}$$

el valor de $\alpha$ está comprendido entre 25 y 50 según los tipos. Esto muestra en qué medida aumenta la corriente $I$ cuando la tensión $V$ experimenta un pequeño aumento.

Para el tipo 2322 594 53512, por ejemplo, utilizado para la "limpieza" de la red de c.a. de 220 V, se estima que la corriente de cresta que circula por el varistor puede sobrepasar los mil amperios sin que el componente resulte afectado.

Conectado en bornes del elemento a proteger, el varistor lo "cortocircuitará" durante todo el tiempo que dure la sobretensión provocando una caída importante de tensión en la impedancia en serie de la línea o de la instalación. Desaparecida la sobretensión, el varistor recobrará su impedancia normal con relación al elemento que protege.

El tiempo de respuesta de un varistor, estimado en menos de 50 ns, se considera como muy aceptable para cumplir su misión de protección de los semiconductores.

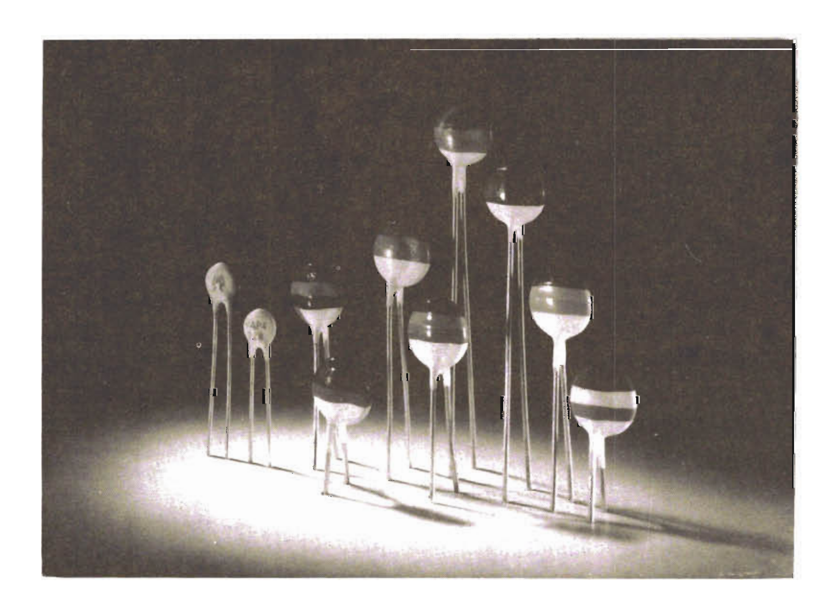


Figura 6. Varistores de óxido de zinc para supresión de transitorios.

Circuitos equivalentes para transistor en condiciones de pequeña señal

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $I_1$, $I_2$, $V_1$, $V_2$, $z_{11}$, $z_{22}$, $z_{12}I_2$, $z_{21}I_1$ | $V_1 = z_{11} I_1 + z_{12} I_2$<br>$V_2 = z_{21} I_1 + z_{22} I_2$ | $z_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right]_{I_2=0}$ | $z_{12} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right]_{I_1=0}$ | $z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right]_{I_2=0}$ | $z_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right]_{I_1=0}$ |
| $I_1$, $I_2$, $V_1$, $V_2$, $y_{11}$, $y_{22}$, $y_{12}V_2$, $y_{21}V_1$ | $I_1 = y_{11} V_1 + y_{12} V_2$<br>$I_2 = y_{21} V_1 + y_{22} V_2$ | $y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right]_{V_2=0}$ | $y_{12} = \left.\frac{I_1}{V_2}\right]_{V_1=0}$ | $y_{21} = \left.\frac{I_2}{V_1}\right]_{V_2=0}$ | $y_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right]_{V_1=0}$ |
| $I_1$, $I_2$, $V_1$, $V_2$, $h_{11}$, $h_{22}$, $h_{12}V_2$, $h_{21}I_1$ | $V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$<br>$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$ | $h_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right]_{V_2=0}$ | $h_{12} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right]_{I_1=0}$ | $h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right]_{V_2=0}$ | $h_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right]_{I_1=0}$ |
| $I_1$, $I_2$, $V_1$, $V_2$, $g_{11}$, $g_{22}$, $g_{12}I_2$, $g_{21}V_1$ | $I_1 = g_{11} V_1 + g_{12} I_2$<br>$V_2 = g_{21} V_1 + g_{22} I_2$ | $g_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right]_{I_2=0}$ | $g_{12} = \left.\frac{I_1}{I_2}\right]_{V_1=0}$ | $g_{21} = \left.\frac{V_2}{V_1}\right]_{I_2=0}$ | $g_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right]_{V_1=0}$ |

FERNANDO ESTRADA VIDAL

**¿QUE ES Y COMO SE UTILIZA EL CIRCUITO INTEGRADO?**
Editorial Electrónica Janzer. Unión, 4. Barcelona-1
*Un volumen de 182 páginas (19 x 13,5 cm). 1974*




El desarrollo de los circuitos integrados en estos últimos años ha simplificado los montajes electrónicos, el cálculo de los circuitos y la reparación en caso de averías, por lo cual su uso se extiende cada vez más.

Con el propósito de dar a conocer a los aficionados a la electrónica todas las importantes ventajas de estos dispositivos, se dedica un primer capítulo a explicar de forma simple y esquemática el concepto de circuito integrado, y los métodos utilizados en su fabricación, resaltando en todo momento sus múltiples aplicaciones.

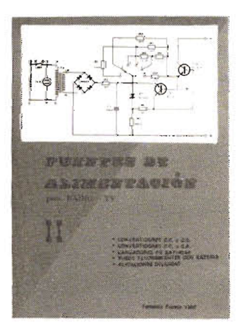
En los restantes capítulos se da una guía de los circuitos integrados lineales disponibles en el mercado, en la que se describe cada uno de ellos incluyendo su esquema y características.

Para poner de manifiesto las posibilidades prácticas de los circuitos integrados, se dan también unos circuitos de aplicación para las etapas de amplificación de radio y televisión.

Por tanto, este manual ayudará al aficionado a utilizar circuitos integrados en sus montajes.

FERNANDO ESTRADA VIDAL

**FUENTES DE ALIMENTACION**
Editorial Electrónica Janzer. Unión, 4. Barcelona-1
*Un volumen de 204 páginas (22 x 16 cm). 1973*



En este libro se describen algunos tipos de fuentes de alimentación requeridas para circuitos electrónicos de aplicación en el hogar, que el aficionado puede realizar sin dificultad.

Los dispositivos descritos son:

Convertidores de corriente continua en corriente continua.

Convertidores de corriente continua en corriente alterna.

Cargadores de baterías.

Alimentación de tubos fluorescentes con batería.

Para cada uno de ellos se da el esquema de montaje, se indican los componentes necesarios y sus valores, se explica la forma de diseñar el transformador y se especifican las aplicaciones de uso común tales como aprovechamiento de la batería del coche para radio, magnetofón, máquina de afeitar, etc., un cargador para la batería del coche, un conmutador electrónico batería-red, etc.

El autor dedica la última sección del libro a diversos circuitos prácticos: reductores de tensión, reductores de luminosidad, variadores de velocidad de motores, interruptor accionado por sonido, etc.

JOSE VAZQUEZ DE ABARRATEGUI

**VALVULAS DE VACIO Y SEMICONDUCTORES**
Colección "Escuela del Técnico Electrónico"
Ediciones Cedel. Apartado 5326. Barcelona
*Un volumen de 168 páginas (19,5 x 13,5 cm). 1974.*




Este manual está dedicado al estudio de los principios básicos del funcionamiento y de las características de las válvulas electrónicas y de los semiconductores (en especial transistores) comunmente empleados en equipos de audio y en receptores de radio y televisión. Incluye además la descripción de los principales circuitos de aplicación fundamentales.

Indice resumido: Válvulas electrónicas y transistores. Emisión fotoeléctrica. Diodo de vacío. Generación y recombinación en semiconductores. Empleo del diodo. Rectificación. Filtros. Triodo. Tetrodo. Pentodo. Válvulas para VHF y UHF. Transistores. Amplificador con transistor. Comprobación de transistores. Transistor de efecto de campo. Fuentes de alimentación. Amplificadores de audio. Osciladores.

FERNANDO ESTRADA VIDAL

**MONTAJES EN KITS**
Editorial Electrónica Janzer. Unión, 4. Barcelona-1
*Un volumen de 204 páginas (22 x 16 cm). 1974*




En este libro se da una descripción de algunos dispositivos que están disponibles en el mercado en forma de kit a través de la firma BOARKIT, con el propósito de dar a los aficionados la máxima información sobre tales dispositivos.

Se describen en total 53 dispositivos, indicando para cada uno de ellos el material que incluye el kit (resistencias, condensadores, diodos, transistores, circuitos integrados, placa de circuito impreso, etc.), la forma de hacer el montaje y el ajuste del mismo. Se dan también unas ideas sobre las combinaciones que se pueden realizar con los mismos.

Los equipos descritos son:

Amplificadores: amplificador de 5 W con circuito integrado, amplificadores HI-FI de 15 W, 25 W y 35 W, amplificador de F.I. (10,7 MHz).

Preamplificadores: preamplificador con controles de tono, preamplificador de HI-FI, preamplificador para pick-up magnético.

Emisoras: emisora para 27 MHz y 3 W, emisora para telemando de 500 mW.

Receptores: receptor de cristal de 27 MHz con circuito integrado, receptor de onda media con circuito integrado.

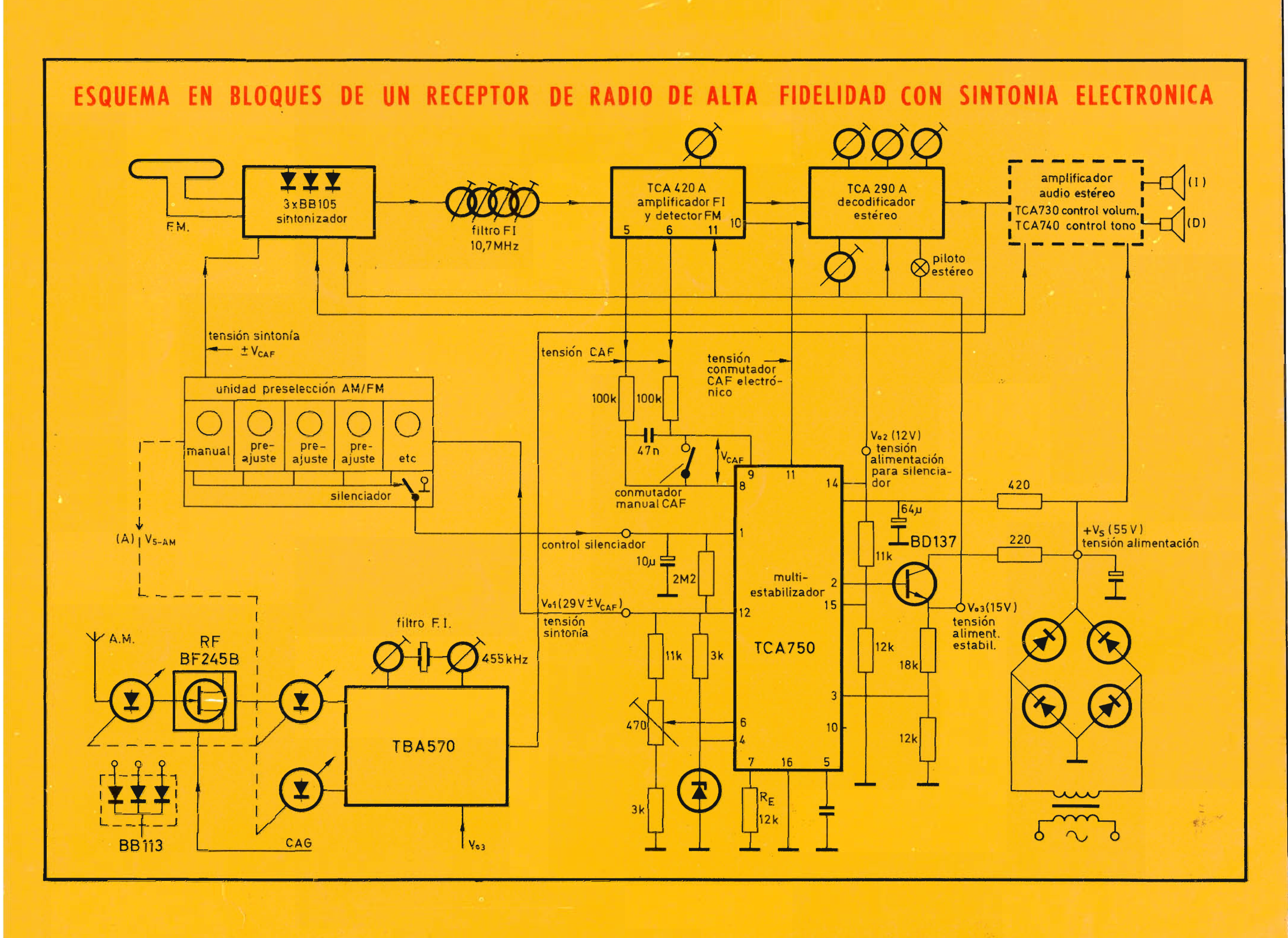
Moduladores: modulador para emisora de 27 MHz y 3 W, modulador de 4 canales para telemando.

Osciladores, fuentes de alimentación, dispositivos recreativos, antirrobos, micrófono sin hilos, interfonos, control de penumbra, etc.

**Funciones trigonométricas**

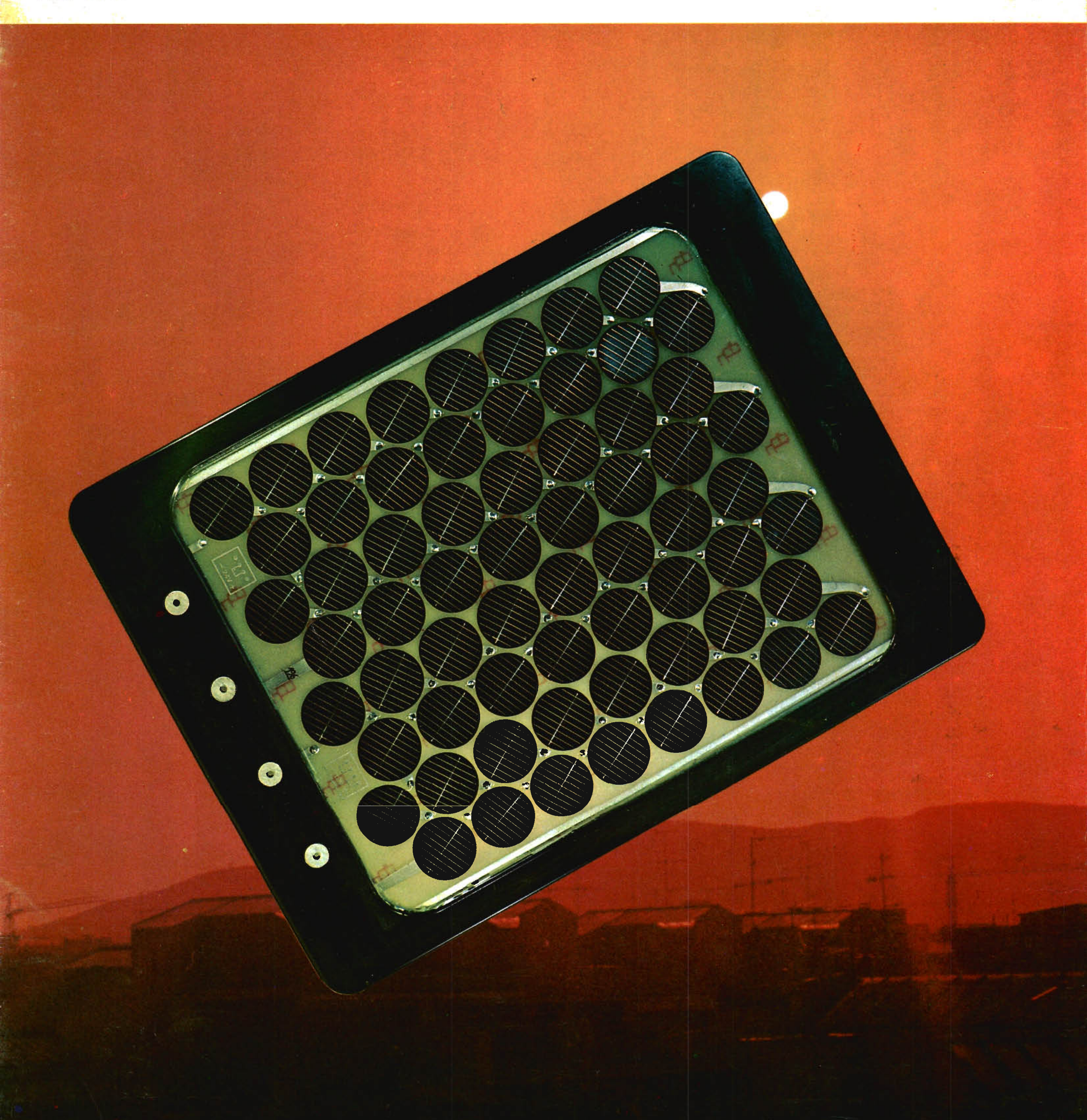
| ANGULO | SENO | COSENO | TANGENTE | COTANGENTE | |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0,00000 | 1,00000 | 0,00000 | ∞ | 90 |
| 1 | ,01745 | 0,99985 | ,01746 | 57,2900 | 89 |
| 2 | ,03489 | ,99939 | ,03492 | 28,6363 | 88 |
| 3 | ,05234 | ,99863 | ,05241 | 19,0811 | 87 |
| 4 | ,06976 | ,99756 | ,06993 | 14,3007 | 86 |
| 5 | ,08716 | ,99619 | ,08749 | 11,4301 | 85 |
| 6 | 0,10453 | 0,99452 | 0,10510 | 9,5144 | 84 |
| 7 | ,12187 | ,99255 | ,12278 | 8,1443 | 83 |
| 8 | ,13917 | ,99027 | ,14054 | 7,1154 | 82 |
| 9 | ,15643 | ,98769 | ,15838 | 6,31375 | 81 |
| 10 | ,17365 | ,98481 | ,17633 | 5,67128 | 80 |
| 11 | 0,19081 | 0,98163 | 0,19438 | 5,14455 | 79 |
| 12 | ,20791 | ,97815 | ,21256 | 4,70463 | 78 |
| 13 | ,22495 | ,97437 | ,23087 | ,33148 | 77 |
| 14 | ,24192 | ,97030 | ,24933 | ,01078 | 76 |
| 15 | ,25882 | ,96593 | ,26795 | 3,73205 | 75 |
| 16 | 0,27564 | 0,96126 | 0,28675 | 3,48741 | 74 |
| 17 | ,29237 | ,95630 | ,30573 | ,27085 | 73 |
| 18 | ,30902 | ,95106 | ,32492 | ,97768 | 72 |
| 19 | ,32557 | ,94552 | ,34433 | 2,90421 | 71 |
| 20 | ,34202 | ,93969 | ,36397 | ,74748 | 70 |
| 21 | 0,35837 | 0,93358 | 0,38386 | 2,60509 | 69 |
| 22 | ,37461 | ,92718 | ,40403 | ,47509 | 68 |
| 23 | ,39073 | ,92050 | ,42447 | ,35585 | 67 |
| 24 | ,40674 | ,91355 | ,44523 | ,24604 | 66 |
| 25 | ,42262 | ,90631 | ,46631 | ,14451 | 65 |
| 26 | 0,43837 | 0,89879 | 0,48773 | 2,05030 | 64 |
| 27 | ,45399 | ,89101 | ,50953 | 1,96261 | 63 |
| 28 | ,46947 | ,88295 | ,53171 | ,88073 | 62 |
| 29 | ,48481 | ,87462 | ,55431 | ,80405 | 61 |
| 30 | ,50000 | ,86603 | ,57735 | ,73205 | 60 |
| 31 | 0,51504 | 0,85717 | 0,60086 | 1,66428 | 59 |
| 32 | ,52992 | ,84805 | ,62487 | ,60033 | 58 |
| 33 | ,54464 | ,83867 | ,64941 | ,53986 | 57 |
| 34 | ,55919 | ,82904 | ,67451 | ,48256 | 56 |
| 35 | ,57358 | ,81915 | ,70021 | ,42815 | 55 |
| 36 | 0,58779 | 0,80902 | 0,72654 | 1,37638 | 54 |
| 37 | ,60181 | ,79864 | ,75355 | ,32704 | 53 |
| 38 | ,61566 | ,78801 | ,78129 | ,27994 | 52 |
| 39 | ,62932 | ,77715 | ,80978 | ,23490 | 51 |
| 40 | ,64279 | ,76604 | ,83910 | ,19175 | 50 |
| 41 | 0,65606 | 0,75471 | 0,86929 | 1,15037 | 49 |
| 42 | ,66913 | ,74314 | ,90040 | ,11061 | 48 |
| 43 | ,68200 | ,73135 | ,93252 | ,07237 | 47 |
| 44 | ,69466 | ,71934 | ,96569 | ,03553 | 46 |
| 45 | ,70711 | ,70711 | 1,00000 | ,00000 | 45 |
| | COSENO | SENO | COTANGENTE | TANGENTE | ANGULO |

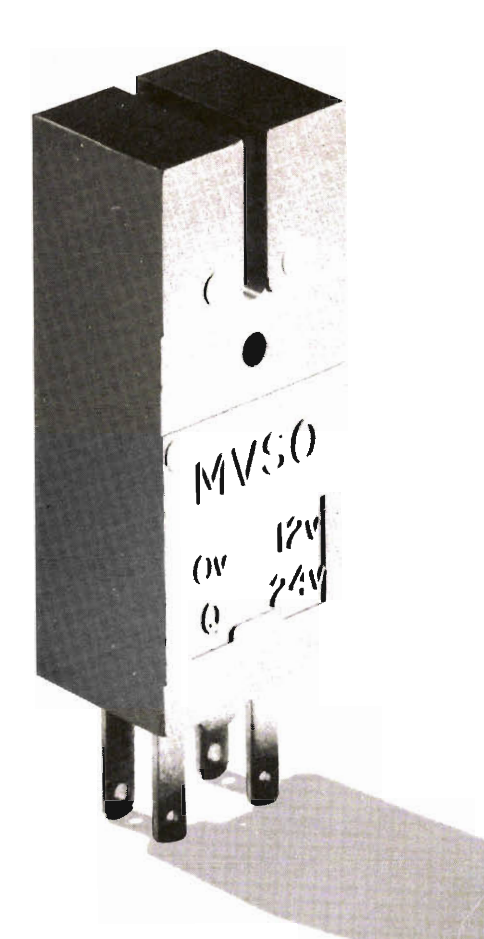
# ESQUEMA EN BLOQUES DE UN RECEPTOR DE RADIO DE ALTA FIDELIDAD CON SINTONIA ELECTRONICA



# REVISTA Miniwatt

Vol. 14-Núm. 9 OCTUBRE 1975 30 Ptas.







# MVSO

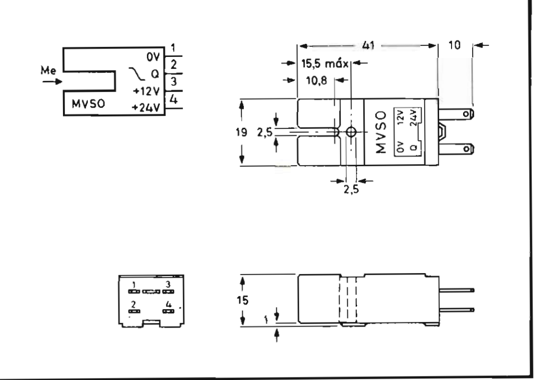
## INTERRUPTOR MAGNÉTICO MINIATURA

El nuevo interruptor magnético MVSO (*Miniatura Vane Switched Oscillator*) es una versión miniatura del conocido interruptor VSO (*Vane Switched Oscillator*) y funciona según el mismo principio: la alteración del proceso de trabajo de un oscilador por la presencia de un objeto metálico.

Protegido con una cápsula de plástico, presenta una hendidura en uno de sus extremos. Una de las ramas de la hendidura contiene la bobina osciladora y la otra la bobina de realimentación. La presencia de una pieza metálica en la hendidura varía las condiciones de oscilación y se bloquea el oscilador.

La tensión de salida del oscilador, rectificada y filtrada, se utiliza como señal de entrada en circuitos lógicos digitales.

### INTERRUPTOR MAGNETICO MINIATURA MVSO




El interruptor magnético miniatura MVSO constituye un dispositivo de entrada especialmente indicado para sistemas lógicos. Las dimensiones reducidas son muy interesantes, y las tensiones de alimentación y de salida han sido elegidas para que este interruptor sea compatible con los circuitos lógicos de las series 60 y 30.

**Principales características**

Tensiones de alimentación: +12 V ± 5%
+24 V ± 25%

Corriente consumida
- a 24 V: 20 mA + corriente de carga
- a 12 V: 12 mA + corriente de carga

Frecuencia máxima de detección: 3 kHz

Tensión de salida ($I_L = 0$, $R_L = 6{,}8\ k\Omega$)
- con pieza metálica en la hendidura $\leqslant 0{,}3$ V
- sin pieza metálica en la hendidura $\geqslant 10$ V

Dimensiones mínimas de la pieza metálica (aluminio):
- grueso 30 $\mu$m
- ancho 3 mm
- longitud 8 mm

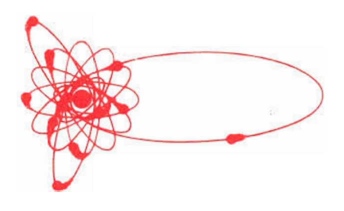
Temperaturas de trabajo: −25°C a +70°C.

### VENTAJAS DE LOS INTERRUPTORES MAGNETICOS

- Ausencia de piezas metálicas en movimiento, por tanto no hay desgaste.
- La pieza metálica que activa el circuito no está sometida a ninguna fuerza mecánica.
- No existe campo magnético susceptible de atraer partículas (polvo) metálicas.
- Exactitud de funcionamiento y posibilidad de reproducir el momento de conmutación.
- Rapidez de funcionamiento (puede responder a 3 kHz).
- Protección contra humedad, polvo, líquidos, etc. mediante cubierta de plástico.

# REVISTA "Miniwatt"

**Publicación de aplicaciones electrónicas**


Director.
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL (11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

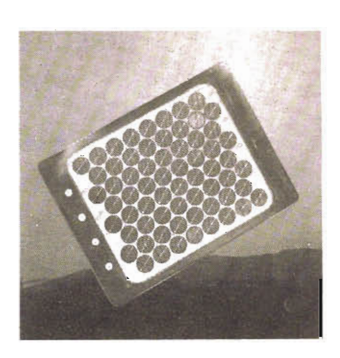
DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7





Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Pila solar para la obtención de energía eléctrica a partir de la energía solar

# ÍNDICE

# CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA VALVULAS PROFESIONALES

Este código de designación de tipos se refiere a las válvulas diseñadas para uso principalmente en equipos de transmisión de radio o televisión, en equipos de navegación o comunicación o en otras aplicaciones industriales.

La designacion de tipo consta de: DOS LETRAS SEGUIDAS DE UN NÚMERO DE SERIE

Ejemplo y explicación

**YK1005**

| La primera letra indica la categoría | La segunda letra indica la construcción y/o la aplicación | Número de serie |
|---|---|---|
| **X** válvulas que emplean materiales fotosensibles<br>**Y** válvulas de vacío para transmision, microondas o aplicaciones industriales<br>**Z** válvulas con atmósfera de gas (excepto las válvulas que emplean material fotosensible) | **A** diodo<br>**C** válvula disparadora<br>**D** triodo (incluso dobles triodos)<br>**G** varios<br>**H** válvula de ondas progresivas<br>**J** magnetrón<br>**K** klistrón<br>**L** tetrodo o pentodo (incluso dobles tetrodos o dobles pentodos)<br>**M** indicador o contador de cátodo frío<br>**P** multiplicador, tubo contador de radiación<br>**Q** tubo de cámara<br>**T** tiratrón<br>**X** ignitrón, intensificador de imagen o conversor de imagen<br>**Y** rectificador<br>**Z** estabilizador de tensión | El número de serie consta de 4 cifras. Los números de serie para prototipos terminan siempre en 0, los de variantes en una de las cifras 1 a 9. |

## VÁLVULAS TRANSMISORAS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos o tres letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras. Para algunos tipos se añade un grupo de letras (por ejemplo: TAL12/10, DCG4/1000G).

Primera letra indica la clasificación de la válvula.
Segunda letra indica el tipo de filamento o cátodo.
Primer grupo de cifras indica la tensión de funcionamiento.
Segundo grupo de cifras indica la potencia.
Letras adicionales indican la base de la válvula.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

*Primera letra*

D — Válvula rectificadora (incluso válvulas controladas por rejilla)
M — Diodo (válvula amplificadora o moduladora de A F.)
P — Pentodo
Q — Tetrodo
T — Triodo (válvula de R.F., A.F o osciladora)

Para las válvulas que tienen sistemas dobles, se usan dos de las letras mencionadas más arriba (por ejemplo QQC04/15).

*Segunda letra*
(tercera letra para las valvulas que tienen sistemas dobles)

A — Filamento de tungsteno de caldeo directo
B — Filamento de tungsteno toriado de caldeo directo
C — Filamento de capa de óxido de caldeo directo
E — Cátodo de capa de óxido de caldeo indirecto

*Tercera letra*
(cuarta letra para las válvulas que tienen sistemas dobles)

G — Atmósfera de vapor de mercurio
H — Refrigeración por hélice integral
L — Refrigeración por corriente de aire forzada
W — Refrigeración por agua
X — Atmósfera de xenón

Si el número de tipo no contiene una letra que indique la refrigeración, la válvula está refrigerada por radiación.

*Primer grupo de cifras*

| | |
|---|---|
| Válvulas rectificadoras | Tensión continua de salida aproximada en kilovoltios en un circuito rectificador trifásico de media onda. |
| Válvulas transmisoras | Tensión máxima de ánodo aproximada en kilovoltios. |

*Segundo grupo de cifras*

| | |
|---|---|
| Válvulas rectificadoras | Potencia de salida en c.c. aproximada en vatios o kilovatios por válvula en un circuito rectificador trifásico de media onda. |
| Válvulas de R.F | Potencia de salida aproximada en vatios o kilovatios en telegrafía de clase C. |
| Moduladoras. | Disipación anódica aproximada en vatios o kilovatios. |

*Letras adicionales*

B — Cables
E — Base media de 7 patillas
ED — Base Edison
AG — Base Goliath
G — Base media de 4 patillas
GB — Base Jumbo de 4 patillas
GS — Base Superjumbo de 4 patillas
N — Base media de 5 patillas
P — Base P

## FOTOTUBOS Y FOTOMULTIPLICADORES (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos cifras seguidas de dos letras (por ejemplo 90AV).

Primera cifra indica la base del tubo.
Segunda cifra indica un número de serie.
Primera letra indica el tipo de cátodo.
Segunda letra indica la clase de fototubo.
Tercera letra la letra P sólamente para fotomultiplicadores.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

*Primera cifra*

2 — Base loctal de 8 patillas
3 — Base octal de 8 patillas
5 — Base especial
8 — Base noval de 9 patillas
9 — Base miniatura de 7 patillas

*Segunda cifra*—Número de serie

*Primera letra*

A — Cátodo de antimonio cesio (sensible al azul)
C — Cátodo de plata oxidada sobre cesio (sensible al rojo)
U — Cátodo de antimonio/cesio con mirilla de cuarzo
T — Cátodo de tialcali

*Segunda letra*

G — Atmósfera de gas
V — Alto vacío

## ESTABILIZADORES DE TENSIÓN (sistema antiguo)

El número de tipo consta de un número seguido de una letra mayúscula, una cifra y en algunos casos una segunda letra mayúscula (por ejemplo 85A2, 150C1K).

Número indica la tensión de cebado.
Primera letra indica el margen de corriente.
Cifra indica un número de serie.
Segunda letra indica la base del tubo.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes

*Número*—Tensión media de cebado en voltios

*Primera letra*

A — 10 mA máximo
B — 22 mA máximo
C — 40 mA maximo
D — 100 mA máximo
E — 200 mA máximo

*Segunda letra*

E — Edison
K — Base octal de 8 patillas
P — Base P

*Cifra*— Número de serie

# TRIACS: COMO OBTENER UN DESCEBADO SEGURO

*Para obtener un descebado seguro de los triacs es preciso un diseño cuidadoso del circuito de aplicación. En este artículo se consideran los principales problemas planteados y la forma de resolverlos en la práctica.*

A diferencia del tiristor, el triac puede conducir cualquiera que sea la polaridad de la tensión aplicada. Esto es, el triac no experimenta tiempo de descebado impuesto por el circuito, lo que permite su recuperación antes de reaplicarse la tensión. Por ello los circuitos controlados por triac requieren un cuidadoso diseño.

El control por triac de un transformador que alimenta un puente de diodos cargado inductivamente es un buen ejemplo de los problemas que pueden plantearse. La figura 1 muestra el circuito básico y las formas de onda de las tensiones y corrientes en el circuito de carga y en el triac. La inductancia de carga fuerza a los diodos rectificadores a entrar en conducción tan pronto como el valor instantáneo de la tensión continua de salida se hace negativo. Así el secundario del transformador se cortocircuita durante algún tiempo después de la transición por cero de la tensión de la red y se aplica una tensión inversa al triac, descebándolo. A causa de la inductancia de fugas del transformador, el triac no se desceba inmediatamente, sino que sigue conduciendo durante lo que se llama *intervalo de conmutación* (véase forma de onda $i_T$). Durante este intervalo, se produce una fuerte y rápida caída de corriente $(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)_{com}$ por dos motivos. En primer lugar, la inductancia de fugas del transformador es pequeña. (Esto es necesario para que la pérdida de tensión de salida sea mínima —véase parte rayada en la forma de onda $v_o$—.) En segundo lugar, con una carga de rectificador inductiva, circula una corriente relativamente importante cuando comienza la conmutación. Puesto que la corriente cae rápidamente, el valor de pico de la corriente de recuperación inversa es bastante elevado. Durante el descebado, esta corriente se transfiere bruscamente a los elementos de supresión de transitorios $R$ y $C$, de modo que la tensión aumenta rápidamente al nivel $I_R \times R$ (con el condensador $C$ descargado inicialmente). Debido a los elevados valores de $(\mathrm{d}i/\mathrm{d}t)_{com}$ y $(\mathrm{d}v/\mathrm{d}t)_{\mathrm{O}}$, puede resultar un cebado que dé lugar a una pérdida de control.

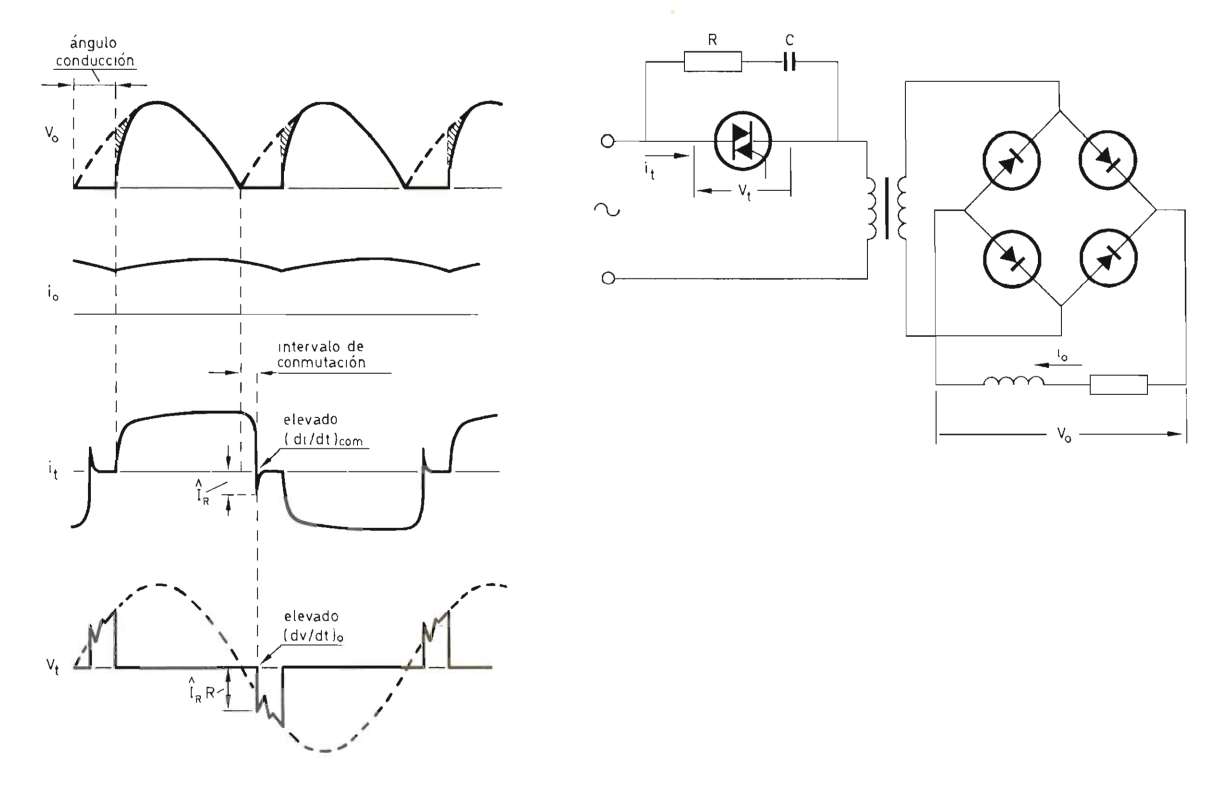



Figura 1. Conmutación del triac

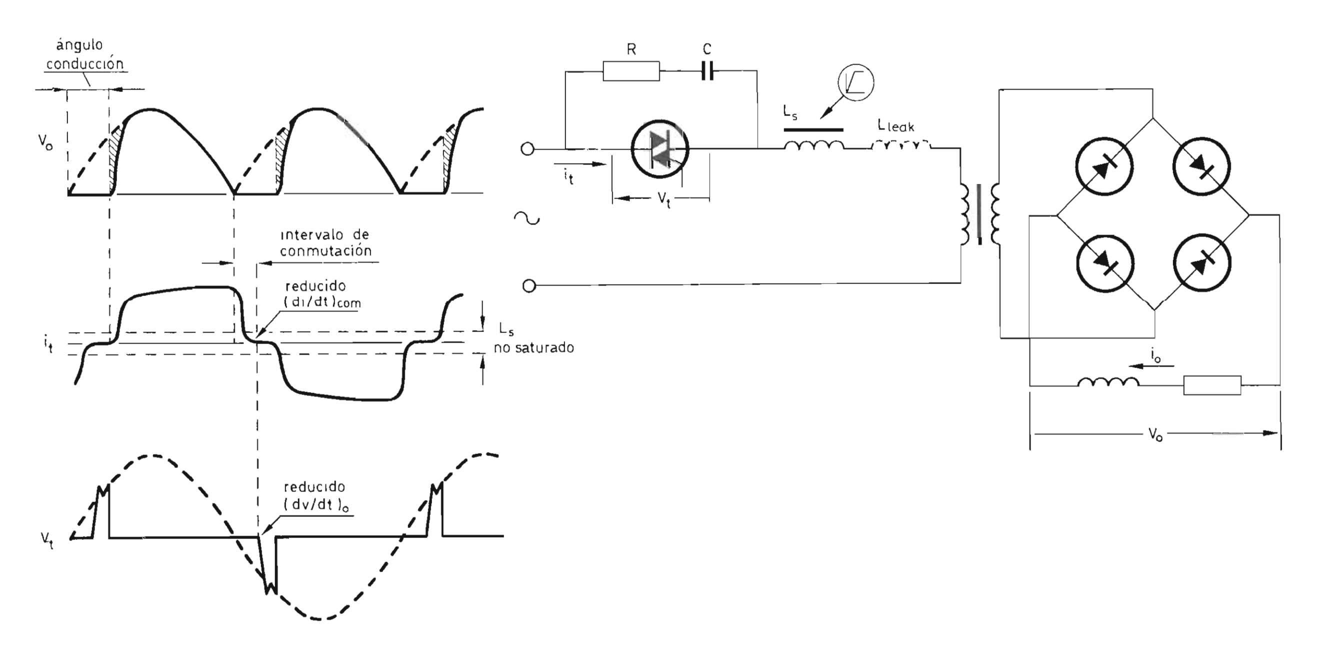
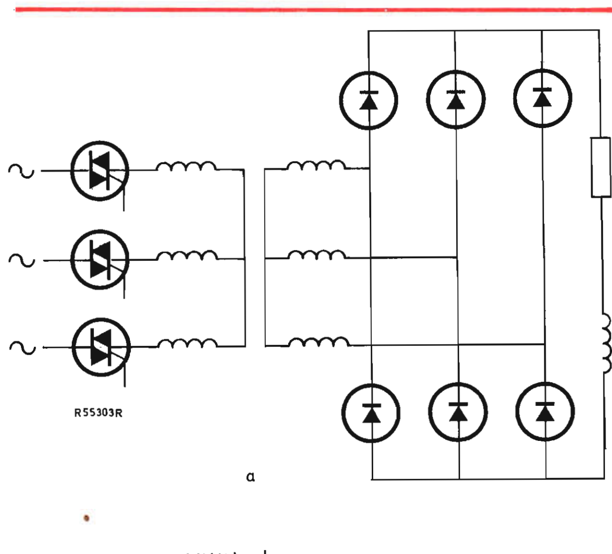



Figura 2. Empleo de un choque saturable para "suavizar" la conmutación.

Un choque saturable en serie con el primario del transformador reduce el valor de $(di/dt)_{com}$, evitando así un cebado no controlado (véase fig. 2). La saturación debe producirse para una fracción de la corriente de carga nominal, de modo que hay poca pérdida en la tensión de salida del rectificador (partes a trazos de $v_o$). Otra ventaja del choque saturable es que tiene escaso efecto sobre el factor de potencia. Para baja corriente, se dispone de una elevada inductancia que "suaviza" la conmutación. El choque retrasa el aumento de tensión de modo que se interpone un período de unas decenas de microsegundos durante el cual el triac puede recuperarse. Más adelante se considera el cálculo del choque.

La velocidad de caída de la corriente de conmutación depende de la frecuencia de la red, de la corriente continua de salida, del ángulo de disparo, de la constante del rectificador y de la reactancia fraccional del transformador. El puente trifásico tiene la menor constante de rectificador y produce la conmutación "más dura". La figura 3a muestra el circuito y la figura 3b la velocidad de caída de la corriente de conmutación $(di/dt)_{com}$ en función del ángulo total $\vartheta + \gamma_c$. Para ángulo total comprendido entre cero y 60°, la corriente conmuta entre triacs y $(di/dt)_{com}$ es parte de una función senoidal. Para ángulo total superior a 60°, la tensión continua de salida se hace intermitente y la corriente se transfiere del triac en conducción a un par de diodos del puente siempre que el valor instantáneo de la tensión de salida del puente se hace igual a cero. Los instantes de transferencia de corriente no se desplazan con el ángulo de disparo, la tensión de conmutación permanece igual y $(di/dt)_{com}$ en función de $\vartheta + \gamma_c$ se convierte en una línea horizontal. La figura 4 muestra la variación de



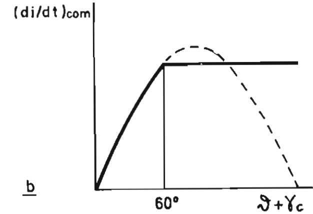
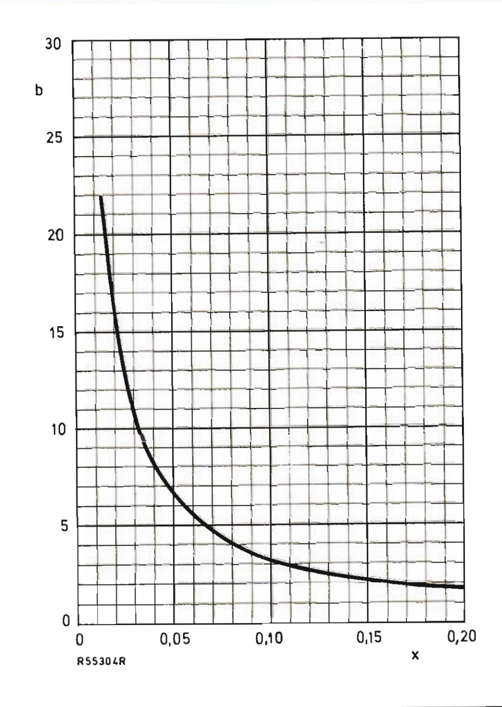




Figura 3. Circuito que produce la conmutación "más dura"
a = esquema del circuito
b = variación de la caída de corriente de conmutación



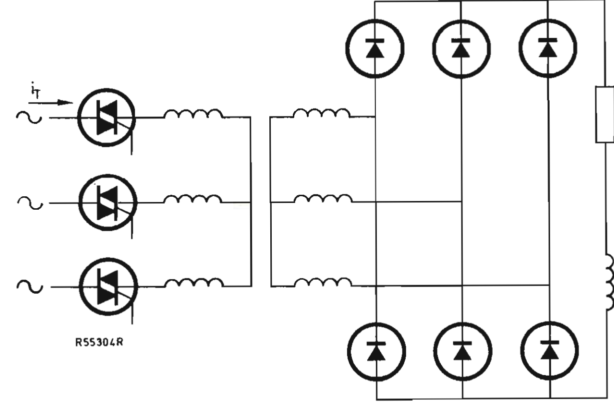




Figura 4. Variación de máx. $(di/dt)_{com}/I_{T(ef)}$ ($ms^{-1}$) en función de la reactancia fraccional X del transformador del circuito representado en la figura.

la relación entre el valor máximo de $(di/dt)_{com}$ y el valor eficaz de la corriente del triac $I_{T(ef)}$ en función de la reactancia fraccional del transformador $x$. La inductancia en serie se requiere generalmente para reducir $(di/dt)_{com}$ a un nivel aceptable.

**Cálculo de choque**

La inductancia del choque saturable en serie $L_S$ necesaria para descebado seguro se obtiene a partir de las fórmulas que se indican a continuación para algunos ejemplos prácticos. Los símbolos empleados junto con las unidades recomendadas para mayor facilidad de cálculo, son los siguientes:

$L_S$ = inductancia del choque en serie (mH)
$L_t$ = inductancia total en serie (mH)
$L_{leak}$ = inductancia de fugas de transformador (mH)
$L_m$ = inductancia del motor (mH)
$L_{add}$ = inductancia en serie que debe añadirse (mH)
$(-dI_T/dt)_{máx.}$ = máximo gradiente de caída recomendado de la corriente de conmutación para asegurar descebado seguro (mA/s)
$x$ = reactancia del transformador (fraccional)
$kVA_{rated}$ = valor nominal del transformador (kVA)
$\omega = 2\pi \times$ frecuencia de red (Hz)
$V_{LL}$ = tensión eficaz línea a línea (V)

*Controlador trifásico con carga resistiva (fig. 5)*

$$L_s \geqslant \frac{V_{LL}}{(-dI_T/dt)_{max} \cdot \sqrt{6}}.$$

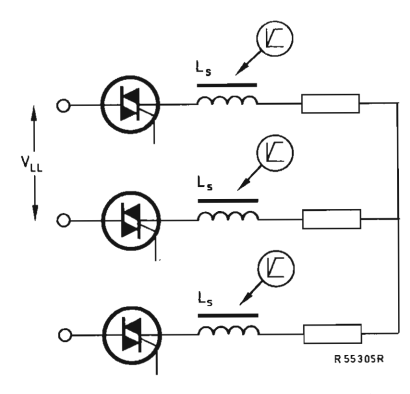



Figura 5. Controlador trifásico con carga resistiva (en estrella o en delta).

*Controlador trifásico con transformador y carga resistiva (fig. 6)*

$$L_{leak} = \frac{x\, V_{LL}^2}{\omega \cdot kVA_{rated}},$$

$$L_t \geqslant \frac{V_{LL}}{(-dI_T/dt)_{max} \cdot \sqrt{6}},$$

$$L_{add} = L_t - L_{leak}.$$

Para evitar la saturación del núcleo del transformador, al transformador debe aplicarse una precarga aproximada del 10 % de la carga total; de esta forma se elimina también la necesidad de elementos *RC* a través de los primarios del transformador para facilitar el cebado del triac.

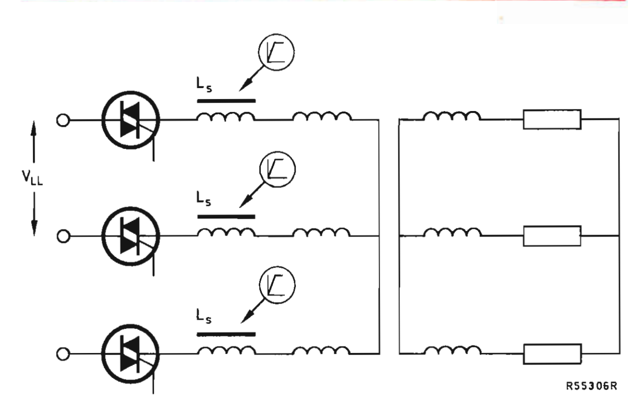



Figura 6. Controlador trifásico con transformador (conectado en estrella o en delta) y carga resistiva.

*Controlador trifásico con transformador y rectificador en puente cargado inductivamente.*

$$L_{leak} = \frac{x\, V_{LL}^2}{\omega \cdot kVA_{rated}}$$

Para conmutación triac-triac $(0° < \vartheta < 60°)$:

$$L_{t1} \geqslant \frac{3\, V_{LL}}{(-dI_T/dt)_{max} \cdot 2\sqrt{6}},$$

$$L_{add1} = L_{t1} - L_{leak}.$$

Para conmutación triac-diodo $(\vartheta > 60°)$:

$$L_{t2} \geqslant \frac{\omega \cdot kVA_{rated}}{(-dI_T/dt)_{max}^2},$$

$$L_{add2} = L_{t2} - L_{leak}.$$

Emplear el mayor de los dos valores calculados.

Para evitar la saturación del núcleo del transformador, al rectificador debe aplicarse una precarga aproximada al 10 % de la carga total; no se necesitan los elementos *RC* a través de los devanados del transformador.

*Carga con motor trifásico*

$$L_t \geqslant \frac{V_{LL}}{(-\mathrm{d}I_T/\mathrm{d}t)_{max} \cdot \sqrt{6}},$$

$$L_{add} = L_t - L_m.$$

El control por triac es adecuado para motores que excitan una carga que sea función exponencial de la velocidad del motor (ventilador, bomba centrífuga, etc.). La tensión de control continua se aplica a través de una red *RC*, de manera que sólo puede variar lentamente y se evita así la saturación del motor.

*Ejemplo de cálculo*

Un motor trifásico de 10 kVA, con una reactancia fraccional de 0,06, alimenta un puente con diodos: la tensión de entrada trifásica es de 380 V, 50 Hz. Calcular la inductancia del choque en serie.

Ecuación. (5):

$$L_{leak} = \frac{0{,}06 \times 380^2}{314 \times 10} = 2{,}75 \text{ mH.}$$

La corriente de fase para salida total:

$$I_L = \frac{VA_{rated}}{V_{LL}\sqrt{3}} = \frac{10\,000}{380\sqrt{3}} = 15{,}2 \text{ A.}$$

Pueden emplearse triacs BTX94; el valor recomendado de $(-\mathrm{d}i_T/\mathrm{d}t)_{máx}$ es de 50 A/ms.

Ecuación (6):

$$L_{t1} \geqslant \frac{3 \times 380}{50 \times 2\sqrt{6}} = 4{,}65 \text{ mH}$$

Ecuación (8):

$$L_{t2} \geqslant \frac{314 \times 10}{50^2} = 1{,}26 \text{ mH}$$

Debe tomarse el valor mayor, de modo que la inductancia del choque en serie a partir de la ecuación 7 es igual a:

$$L_{add} = 4{,}65 - 2{,}75 = 1{,}9 \text{ mH.}$$

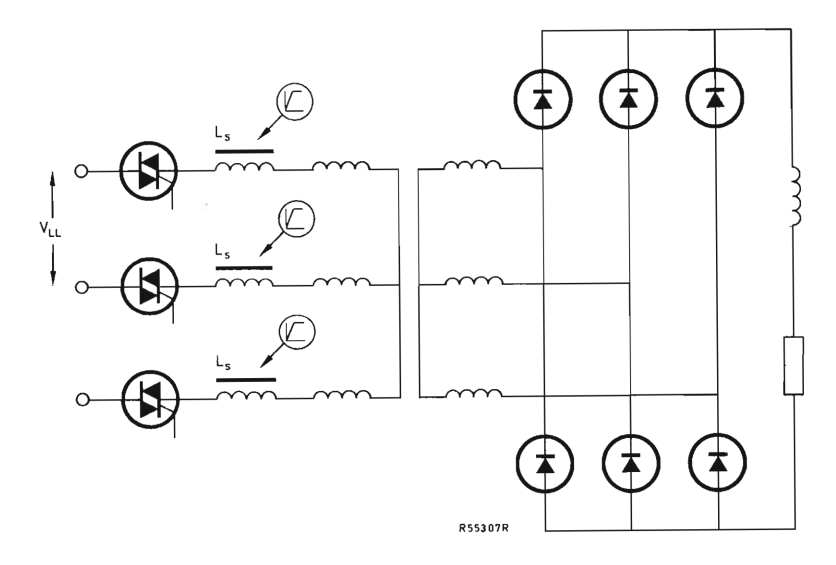



Figura 7. Controlador trifásico con transformador (conectado en estrella o en delta) y rectificador en puente cargado inductivamente.

## CODIGO DE DESIGNACION DE TIPOS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

Este código de designación de tipos se refiere a los tubos de rayos catódicos para todas las aplicaciones, tales como· tubos de imagen para televisión y rádar, tubos osciloscópicos, tubos de monitor y visores.

La designación de tipo consta de: UNA LETRA SEGUIDA DE DOS GRUPOS DE CIFRAS UNIDOS POR GUIÓN Y UNA O DOS LETRAS

Ejemplo y explicación — D10-11GH / A59-11W

| La primera letra indica la aplicacion y/o la construcción del tubo | La primera cifra o grupo de cifras indica las dimensiones de la pantalla | La segunda cifra o grupo de cifras | Las letras finales indican las propiedades de la pantalla |
|---|---|---|---|
| **A** tubo de imagen de TV para aplicaciones domésticas<br>**D** tubo osciloscopio, de haz sencillo<br>**E** tubo osciloscopio, de haz múltiple<br>**F** tubo de imagen para rádar, visión directa<br>**L** tubo de almacenamiento de imagen<br>**M** tubo de imagen de TV para aplicaciones profesionales, visión directa<br>**P** tubo de imagen para aplicaciones profesionales, proyección<br>**Q** analizador de punto móvil | Para los tubos rectangulares, la diagonal de la pantalla en cm<br>Para los tubos circulares, el diámetro de la pantalla en cm | Número de serie | La primera letra indica el color de la fluorescencia (o fosforescencia en el caso de pantallas de persistencia larga o muy larga) de acuerdo con las regiones de la Carta Kelly de designación de colores donde sea aplicable:<br>**A** púrpura rojizo, púrpura, púrpura azulado<br>**B** azul purpúreo, azul, azul verdoso<br>**D** azul-verde<br>**G** verde azulado, verde, verde-amarillento<br>**K** amarillo-verde<br>**L** anaranjado, anaranjado-rosa<br>**R** anaranjado-rojizo, rojo, rosa, rosa-purpúreo, rojo-purpúreo, rojo-púrpura<br>**Y** amarillo-verdoso, amarillo, anaranjado-amarillento<br>**W** indica el fósforo de tubo de imagen de televisión "blanco standard"<br>**X** indica pantallas tricolor<br>La segunda letra es una letra de serie para indicar otras diferencias específicas en las propiedades de la pantalla. |

Descripción de persistencia
(Tiempo para disminuir al 10% de la emisión luminosa inicial)

| | | | |
|---|---|---|---|
| menos de 1 μs | muy corta | 1 ms a 100 ms | media |
| 1 μs a 10 μs | corta | 100 ms a 1 s | larga |
| 10 μs a 1000 μs | medio corta | más de 1 s | muy larga |

## GRUPOS DE LETRAS ASIGNADOS A LOS FOSFOROS EXISTENTES

| *Denominación* *Nueva* | *Antigua* | *Número E.I.A.* | *Color* *Fluorescencia* | *Fosforescencia* | *Persistencia (10%)* |
|---|---|---|---|---|---|
| BA | C | | Azul purpúreo | | Muy corta |
| BC | V | | Azul purpúreo | | |
| BD | A | | Azul | | Muy corta |
| BE | B | P11 | Azul | Azul | Medio corta |
| BF | U | | Azul | | Medio corta |
| GB | M | P32 | Azul purpúreo | Verde amarillento | Larga |
| GE | K | P24 | Verde | Verde | Corta |
| GH | H | P31 | Verde | Verde | Medio corta |
| GJ | G | P1 | Verde amarillento | Verde amarillento | Media |
| GK | G[1]) | | Verde amarillento | Verde amarillento | Media |
| GL | N | P2 | Verde amarillento | Verde amarillento | Medio corta |
| GM | P | P7 | Azul purpúreo | Verde amarillento | Larga |
| GN | J | | Azul | Verde | Medio corta |
| GP | | P2 | Verde azulado | Verde | Medio corta |
| GR | | P39 | Verde | Verde | Larga |
| GU | | | Blanco | Blanco | Muy corta |
| LA | D | | Anaranjado | Anaranjado | Media |
| LB | E | | Anaranjado | Anaranjado | Larga |
| LC | F | | Anaranjado | Anaranjado | Muy larga |
| LD | L | P33 | Anaranjado | Anaranjado | Muy larga |
| W | W | P4 | Blanco para tubos de imagen de TV | | |
| X | X | P22 | Tricolores para tubos de imagen de TV | | |
| YA | Y | | Anaranjado/ amarillento | Anaranjado/ amarillento | Media |

[1]) Usado para TV en color.

## TUBOS DE RAYOS CATODICOS (sistema antiguo)

El número de tipo consta de dos letras mayúsculas seguidas de dos grupos de cifras (por ejemplo: DG13-2, MW31-16).

Primera letra: indica el método de enfoque y desviación.
Segunda letra: indica las propiedades de la pantalla.
Primer grupo de cifras: indica las dimensiones de la pantalla.
Segundo grupo de cifras: indica un número de serie.

La clave para este sistema se da en las tablas siguientes.

*Primera letra*

A —Enfoque electrostático y desviación electromagnética.
D —Enfoque electrostático y desviación electrostática en dos direcciones.
M—Enfoque electromagnético y desviación electromagnética.

*Segunda letra*

Indica las propiedades del fósforo de la pantalla.

*Primer grupo de cifras*

Para los tubos circulares : diámetro de la pantalla en cm.
Para los tubos rectangulares: diagonal de la pantalla en cm.

*Segundo grupo de cifras*—

Número de serie.

# APLICACIONES DE LOS TRIACS: CONMUTADORES DE APLICACION GENERAL

*En este artículo se describen una serie de conmutadores de aplicación general de distintos tipos que ponen de manifiesto algunas de las múltiples aplicaciones de los triacs en el control y en la regulación de procesos para aplicaciones domésticas e industriales.*

## 1. Introducción

Este artículo describe conmutadores de aplicación general. Se ha de tener cuidado al controlar transformadores con carga pequeña o sin carga alguna a causa de las corrientes impulsivas de entrada al utilizar un circuito que proporciona disparos irregulares o síncronos. Esto se puede evitar utilizando un retardador de disparo. Los circuitos descritos aquí incorporan esta característica. Estos circuitos proporcionan ciclos de carga completa para obtener voltiosegundos de carga igual a cero, y la conducción del triac siempre empieza con la misma polaridad de tensión de red para evitar la polarización magnética. Los reguladores de tiempo proporcional se utilizan principalmente para calentamiento; normalmente la carga es resistiva, pero es inductiva (transformador) cuando se requiere una tensión de calefactor baja por razones de seguridad. La tabla 1 resume los circuitos descritos.

## 2. Conmutadores monofásicos

### *Conmutador asíncrono*

La figura 1 muestra un conmutador simple. En cuanto se cierra $S_1$, se dispara el triac; por lo tanto, la operación es asíncrona. El conmutador $S_1$ puede ser de láminas (activado por una bobina o un imán permanente) o puede ser eléctrico de palanca de dos direcciones. El valor de $R_1$ en ohmios es igual a la tensión de entrada de c.a. en voltios; por lo tanto, $R_1 = 220\ \Omega$ con una alimentación de 220 V a 240 V. Este circuito puede excitar una carga resistiva o inductiva.

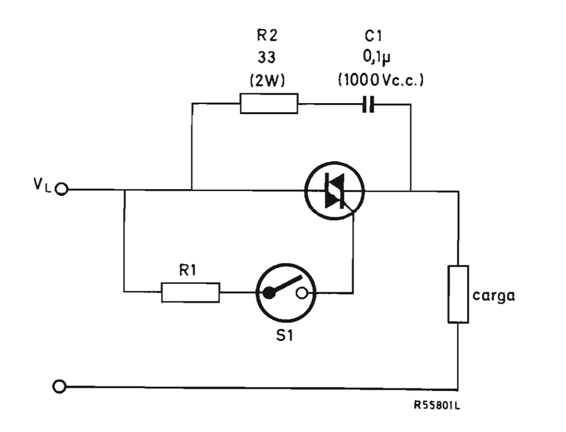



Figura 1. Triac regulado por un conmutador de láminas $R_1\ (\Omega) = V_L(\text{V})$.

**Tabla 1. Conmutadores universales de estado sólido.**

| *Apartado* | *Circuito* | *Características* | *Número de triacs utilizado* |
|---|---|---|---|
| 2 | Conmutador asíncrono monofásico. | Opera con cargas resistivas e inductivas. | 1 |
| | Regulador con señales móviles monofásico. | Circuito asíncrono; opera con cargas resistivas e inductivas; controla hasta diez grupos de descarga gaseosa. | hasta 10 |
| | Conmutador síncrono monofásico I | Opera cargas resistivas e inductivas. | 1 |
| | Conmutador síncrono monofásico II | Opera cargas con un ángulo de fase máximo de 8° | 1 |
| 3 | Conmutador monofásico para carga transformador. | Retardo del disparo 12° a 90°; proporciona ciclos de carga completa. | 1 |
| 4 | Regulador de tiempo proporcional utilizando TCA280A. | Adecuado para electrodomésticos, por ejemplo, calentadores de panel; puede operar únicamente con cargas resistivas. | 1 |
| | Regulador de tiempo proporcional utilizando NORBIT. | Para la calefacción de coches de ferrocarril; por lo tanto tiene una elevada precisión de control de 1°C sobre una gama de 18°C a 23°C; potencia máxima controlada, 25 kW; únicamente con cargas resistivas. | hasta 4 |
| 5 | Regulador de tiempo proporcional monofásico para carga transformador. | Retardo máximo del disparo 50°; proporciona ciclos de carga completa. | 1 |
| 6 | Regulador de tiempo proporcional trifásico. | Opera con cargas resistivas e inductivas (conectada en estrella o en delta); proporciona ciclos de carga completa. | 2 |
| 7 | Regulador de tiempo proporcional trifásico para carga transformador. | La carga puede estar conectada en estrella o delta; proporciona ciclos de carga completa. | 3 |

*Regulador con señales animadas*

Este circuito es un conmutador "múltiple" con triac capaz de conmutar independientemente varios grupos de tubos de descarga de gas, lo cual representa una característica muy útil para registros visuales de señales animadas. Como se ve en la figura 2, una unidad principal controla varias unidades secundarias, las cuales a su vez controlan los tubos de descarga de gas mediante conmutadores de potencia. Cada conmutador de potencia incluye una puerta de disparo, un transformador de disparo TT60 y un triac como dispositivo de control de potencia; todos los conmutadores se disparan por la fuente de impulsos de 40 Hz. La operación es asíncrona, pero la asimetría de la corriente de entrada medida por los transformadores de alta tensión, que alimentan los tubos de descarga de gas, no es más del 10% (factor de potencia alrededor de 0,7), de modo que no existe el riesgo de una corriente de entrada peligrosa. Debido a que se genera un tren de impulsos de disparo contínuo, el cebado del triac está asegurado. Los sistemas analógicos y digitales se basan en el empleo de la serie FZ/30 de circuitos integrados.

El sistema analógico de la figura 4 utiliza circuitos bloque TU30 para fijar el tiempo del ciclo; véanse también las formas de onda de la figura 3. Se completa el tiempo del ciclo cuando todas las tensiones de realimentación —denominadas $v_{fb}$— están en el nivel ALTO. Como resultado, $\Sigma v_{fb} = v_{fb1(1)} \cdot v_{fb2(1)} \dots v_{fb1(n)} \cdot v_{fb2(n)}$ pasa a estado ALTO, y $C_1$ se puede cargar. Se produce el impulso de arranque para reiniciar el ciclo del siguiente modo. Cuando $v_{C1}$ ha alcanzado el nivel de disparo

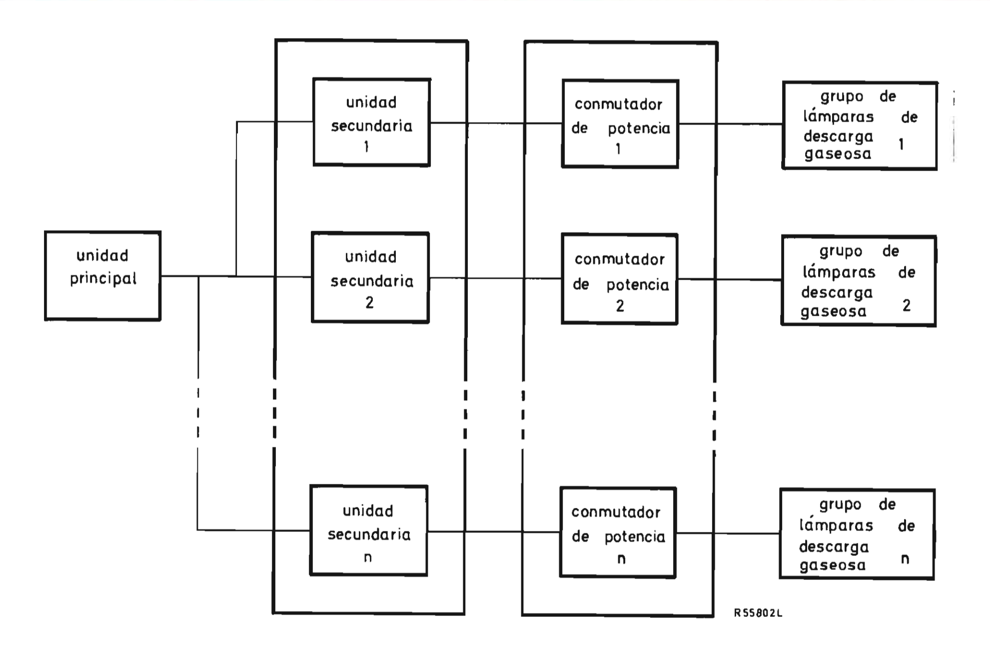



Figura 2. Esquema de bloques de un sistema de control de señales animadas.

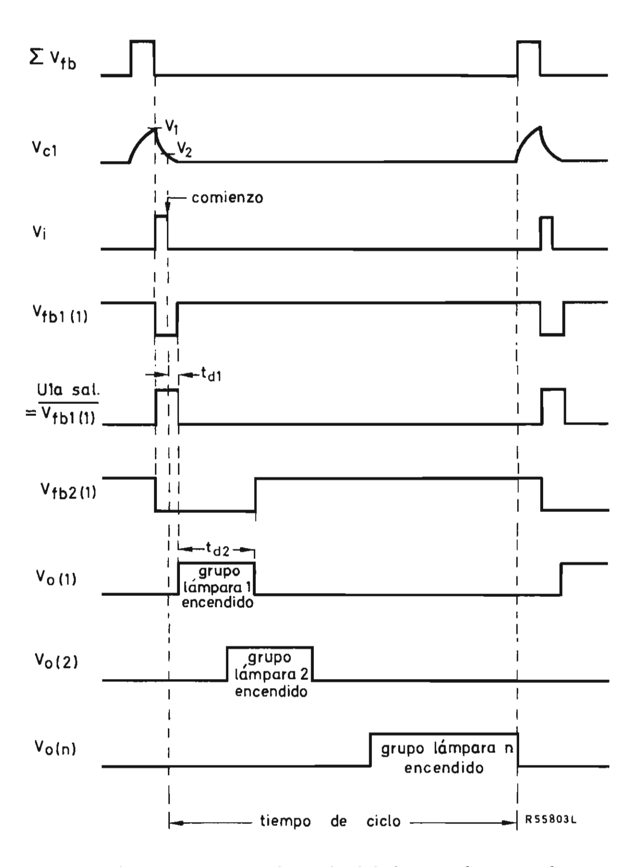



Figura 3. Formas de onda del sistema de control.

$v_1$ del disparador Schmitt $ST$, la tensión de entrada $v_i$ de todas las unidades secundarias pasa a nivel ALTO para reposicionar todas las unidades TU30 ($v_{fb1}$ y $v_{fb2}$ pasan a estado BAJO). Debido a que $\Sigma v_{fb}$ pasa a BAJO, $C_1$ se descarga y $ST$ salta al nivel $v_2$; $v_i$ vuelve al nivel BAJO terminando el impulso de arranque y activando los primeros TU30 en todas las unidades secundarias. Después del tiempo $t_{d1}$, la salida $v_{fb1}$ de TU30 pasa a ALTO; esto activa el segundo TU30, cuya salida $v_{fb2}$ pasa a nivel ALTO después de un tiempo adicional $t_{d2}$. Debido a la acción de $U_{1b,c,d}$, la tensión de salida $v_{o(1)}$ estará en ALTO durante el período de retardo $t_{d2}$ del segundo TU30. La duración del ciclo es igual al valor más elevado de $t_{d1} + t_{d2}$, ajustado para cualquier unidad secundaria; para los componentes indicados, el tiempo máximo de ciclo es de 20 s. Una unidad principal puede excitar hasta diez unidades secundarias.

*Ajuste (fig. 4):*

1. *Se ajusta* $R_3$ *en cualquier unidad secundaria para fijar el período de oscuridad* $t_{d1}$ *de los tubos de descarga de gas controlados por esa unidad en particular; período oscuridad* $t_{d1} = C_2(\mu F) \times (R_2 + 0{,}01\ M\Omega)$ *segundos.*
2. *Se ajusta* $R_3$ *en cualquier unidad secundaria para fijar el período de encendido* $t_{d2}$ *de los tubos de descarga de gas controlados por esa unidad en particular; período de encendido* $t_{d2} = C_3(\mu F) \times (R_3 + 0{,}01\ M\Omega)$ *segundos.*

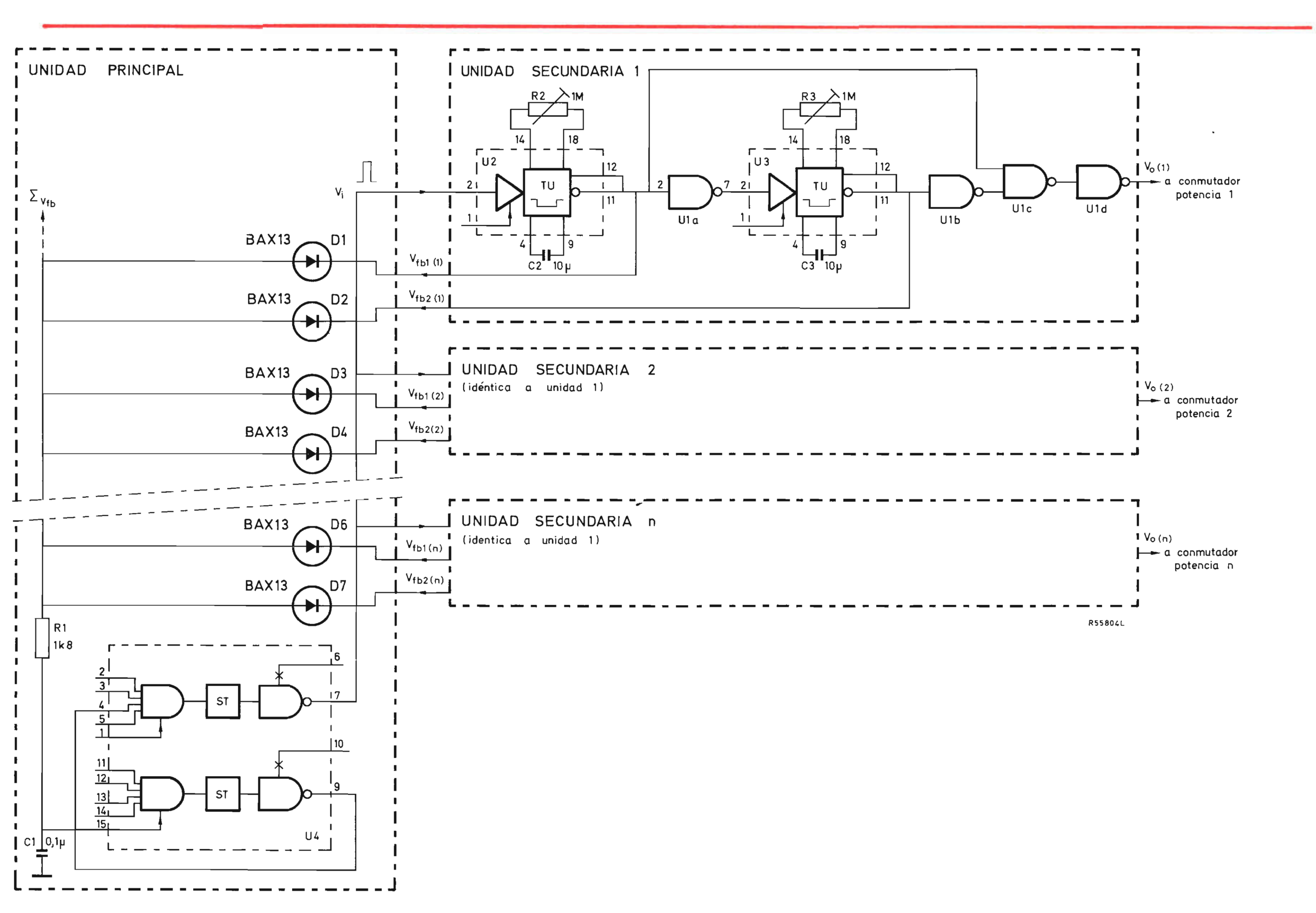



Figura 4. Esquema de circuito del control de señales animadas. $U_{1a}$ a $U_{1d}$ = FZH111/4.NAND30.

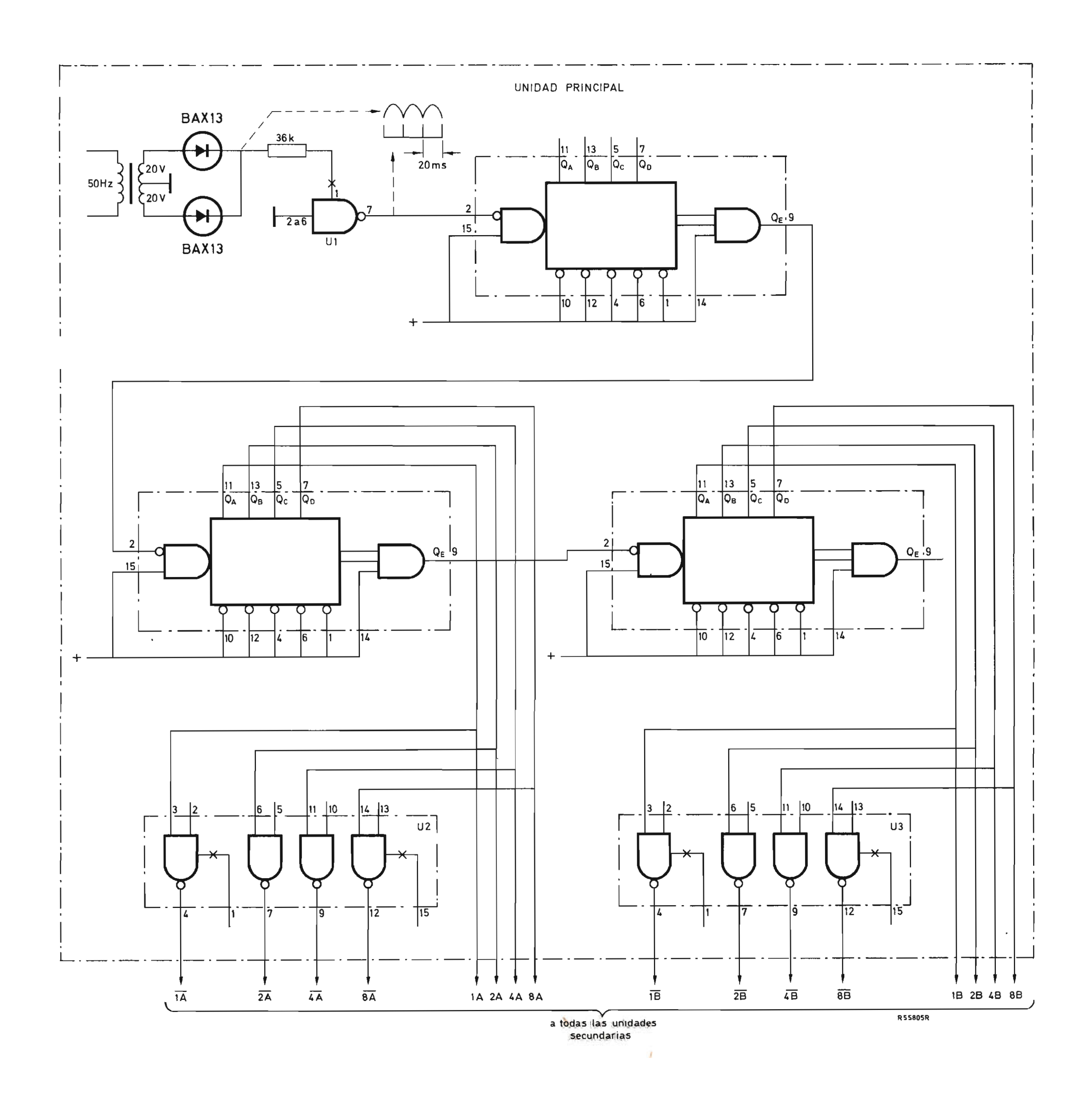



Figura 5. Esquema del circuito de control de señales animadas (sistema digital), incluyendo una unidad principal y una unidad secundaria.

$+$ = alimentación de c.c. (12 V ó 15 V)
$U_1$ = FZH131/2.NAND31
$U_2$ a $U_4$ = FZH111/4.NAND30

$S_1$ a $S_4$ = conmutador rotativo miniatura M1248/PC ó MW 1248/PC.
Las otras tres unidades son FZJ141/FF34.

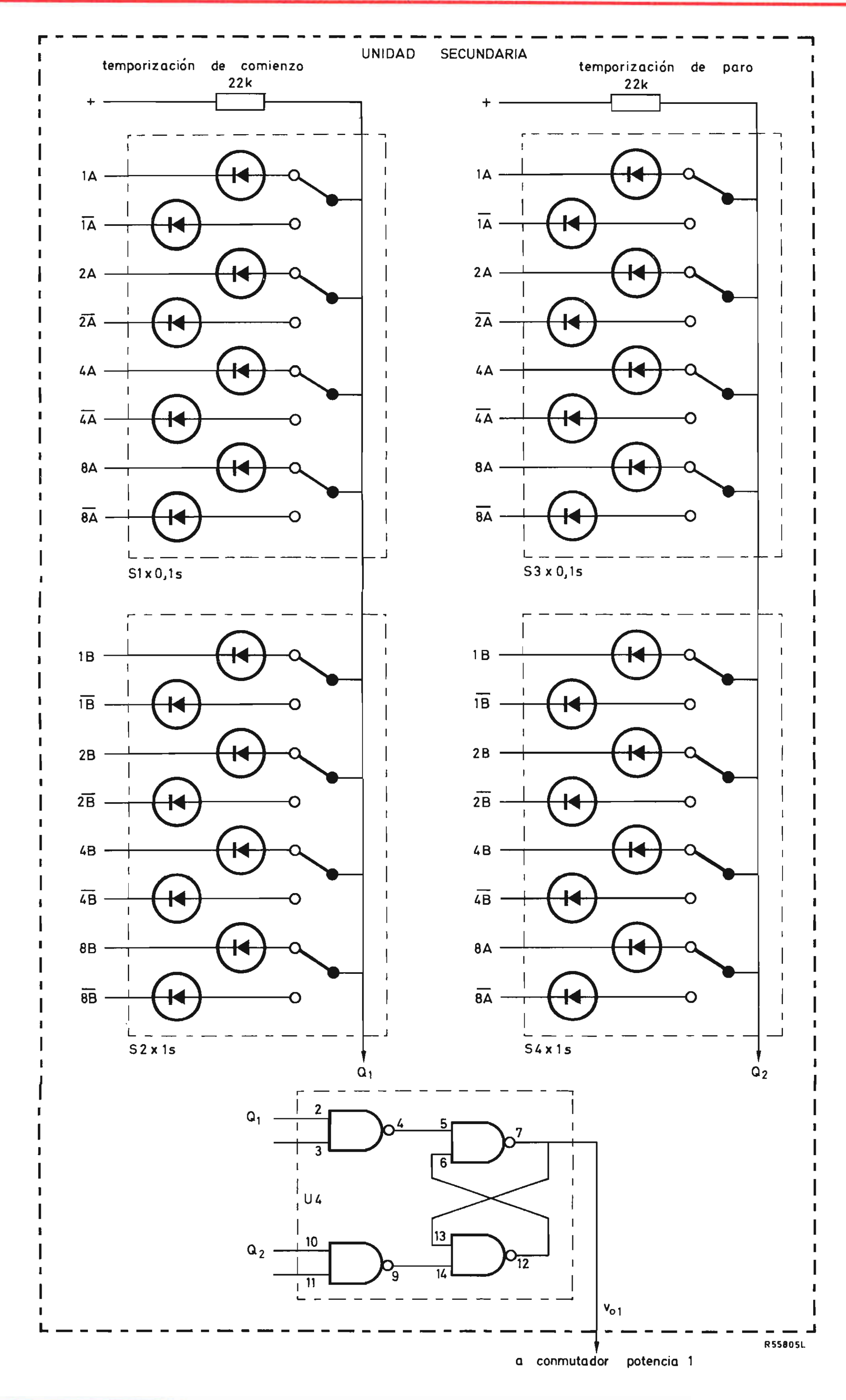

UNIDAD SECUNDARIA
temporización de comienzo
22k
temporización de paro
22k
1A
1A
2A
2A
4A
4A
8A
8A
S1 x 0,1 s
S3 x 0,1 s
1B
1B
2B
2B
4B
4B
8B
8B
8A
8A
S2 x 1 s
S4 x 1 s
Q1
Q2
U4
Vo1
a conmutador potencia 1
R55805L

Figura 5.

La figura 5 muestra el esquema de circuito del sistema de control digital. En la unidad maestra, se rectifica la entrada de 50 Hz y se convierte en impulsos de sincronización de 100 Hz para excitar a los divisores decimales triples 3 X FZJ141/FF34. Cada unidad secundaria contiene conmutadores rotativos $S_1$ a $S_4$ y el biestable $U_4$. Tan pronto como la posición prefijada con los conmutadores "temporización de arranque" $S_1$ y $S_2$ se alcanza, $Q_1$ pasa a ALTO y $U_4$ se activa: la salida $v_{01}$ pasa a ALTO y el conmutador de alimentación se "activa". En cuanto se alcanza la posición prefijada con los conmutadores de "sincronización de paro" $S_3$ y $S_4$, $Q_2$ se vuelve ALTO y $U_4$ se desactiva: la salida $v_{01}$ vuelve al nivel BAJO y se "desactiva" el conmutador de potencia. Este sistema tiene un tiempo fijo para el ciclo (10 s). Una unidad maestra puede excitar hasta tres unidades secundarias. Si se requiere mayor cargabilidad, se conectan las dobles puertas NAND de potencia 8 X FZH141/2.NAND32 entre $1A$..., $\overline{1A}$..., $1B$..., $\overline{1B}$... y las entradas de las unidades secundarias, lo cual aumenta la capacidad de excitación a diez unidades secundarias por unidad maestra.

*Ajuste (fig. 5):*

1. *Se ajusta* $S_1$ *y* $S_2$ *en cualquier unidad secundaria (ajustes a 0,1 s y 1 s) para fijar el instante de ignición de los tubos de descarga de gas controlados por la unidad en cuestión.*
2. *Se ajusta* $S_3$ *y* $S_4$ *en cualquier unidad secundaria (ajustes a 0,1 s y 1 s) para fijar el instante de extinción de los tubos de descarga de gas controlados por la unidad en cuestión.*

*Conmutador síncrono I*

El circuito de la figura 6 utiliza un conmutador controlado de silicio ($TH_1$) y un relé de láminas ($RA$) para controlar el triac ($TH_2$). Se rectifica la tensión de red, rebajándose a 24 V, y se aplica a $TH_1$ y $RA$. Cuando se dispara $TH_1$, éste conduce y corta el circuito de la bobina del relé; el contacto del relé de láminas se mantiene abierto y no se dispara $TH_2$. Cuando cesa la señal de disparo, $TH_1$ conduce hasta que la tensión rectificada se hace cero, se activa el relé de láminas y se dispara el triac a conducción. La figura 7 muestra las formas de onda. La operación es síncrona ya que $TH_2$ se ceba cuando al final del medio ciclo $TH_1$ se ha descebado.

Para $TH_1$ se requiere un resistor en serie con la puerta si la tensión de control es elevada; el valor del resistor es: $R_s = (V_{contr} - 0{,}7)$ kΩ expresada $V_{contr}$ en voltios (se requiere una excitación de puerta de 1 mA aproximadamente). El circuito puede conmutar una carga resistiva o inductiva.

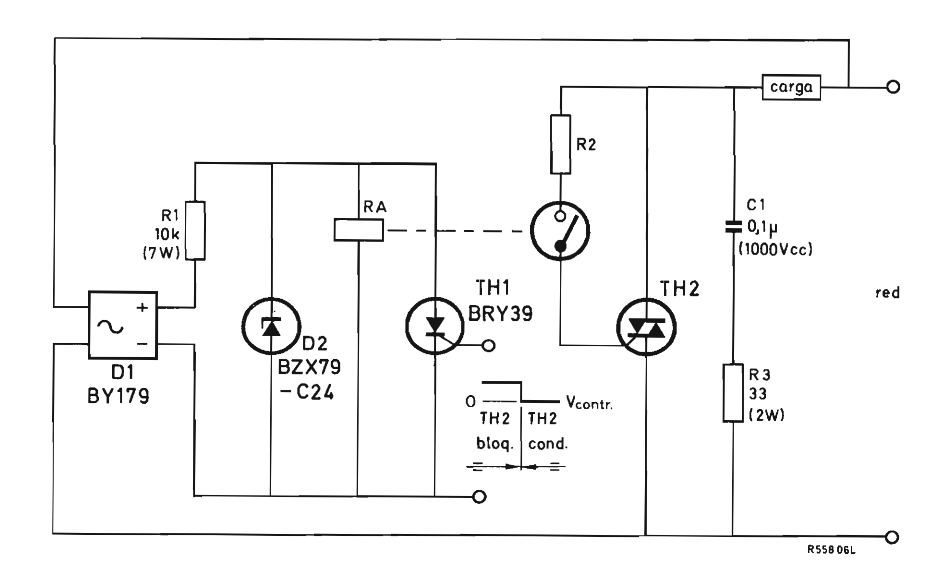



Figura 6. Conmutador síncrono utilizando un conmutador controlado de silicio BRY39; $R_2$ (Ω) = tensión de red (V).

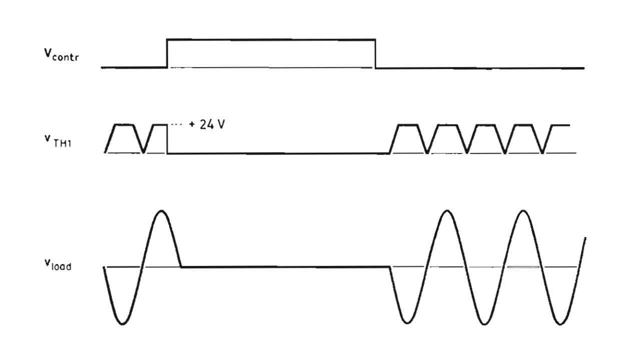



Figura 7. Formas de onda para el circuito de la figura 6.

*Conmutador síncrono II*

El circuito de la figura 8 genera cortas salvas de impulsos de disparo cada medio ciclo. El comienzo de las salvas de impulsos coincide con los puntos de cruce por cero de la tensión de red (véanse las formas de onda) y, por lo tanto, resulta disparo síncrono. Debido a que las salvas de impulsos son cortas, se puede excitar una carga resistiva o ligeramente inductiva (el ángulo de fase máximo de la carga es igual a unos 8°, que representa la duración de la salva de impulsos).

Según se puede apreciar de las formas de onda, el circuito oscila sólo durante los breves períodos en que no está excitada la base del transistor limitador $TR_1$. La tensión en el secundario del transformador en la figura 8 tiene retardada la fase por $R_1C_2R_2$, rectificada por $D_3D_4$, y luego aplicada a la base de $TR_1$. Mediante una adecuada selección del valor de $C_2$, se logra que las oscilaciones empiecen en los puntos de cruce por cero de la tensión de red.

El disparo tendrá lugar para $V_{contr} \geqslant 11{,}4$ V, y no tendrá lugar para $V_{contr} \leqslant 1{,}8$ V.

*Ajuste (fig. 9):*

*Si es necesario se aumenta (disminuye) el valor de* $C_2$ *para retardar (adelantar) la iniciación de las salvas de impulsos de disparo, de forma que los disparos empiecen en coincidencia con los puntos de cruce por cero de la tensión de red.*

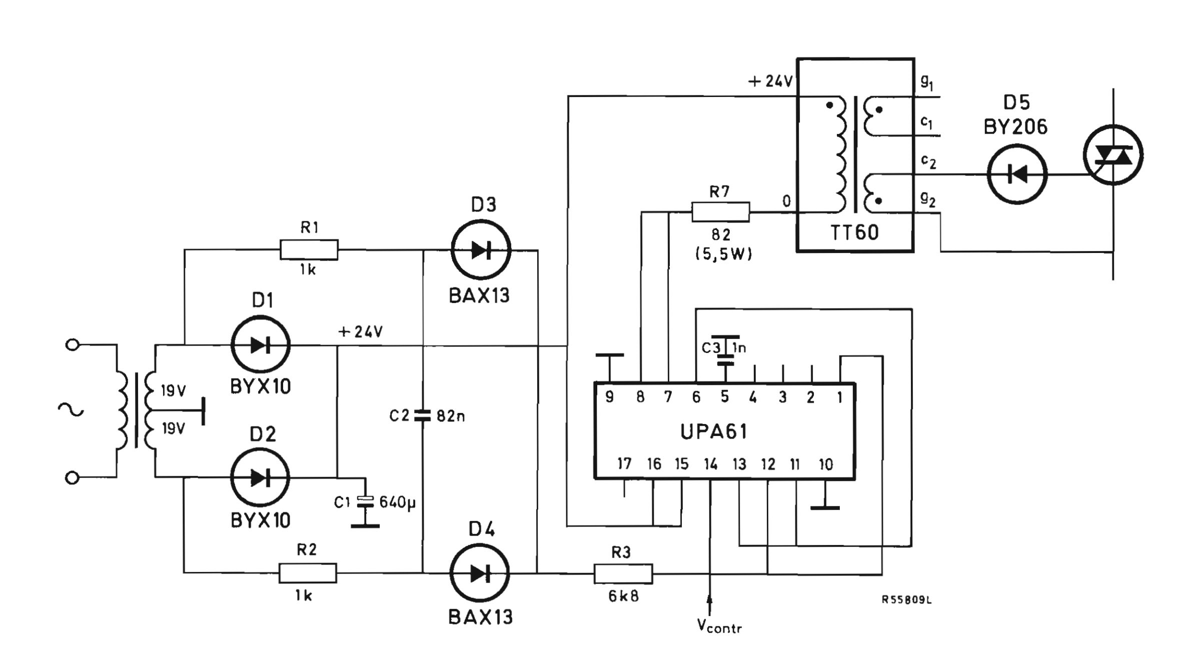



Figura 9. Esquema de cableado del conmutador síncrono.

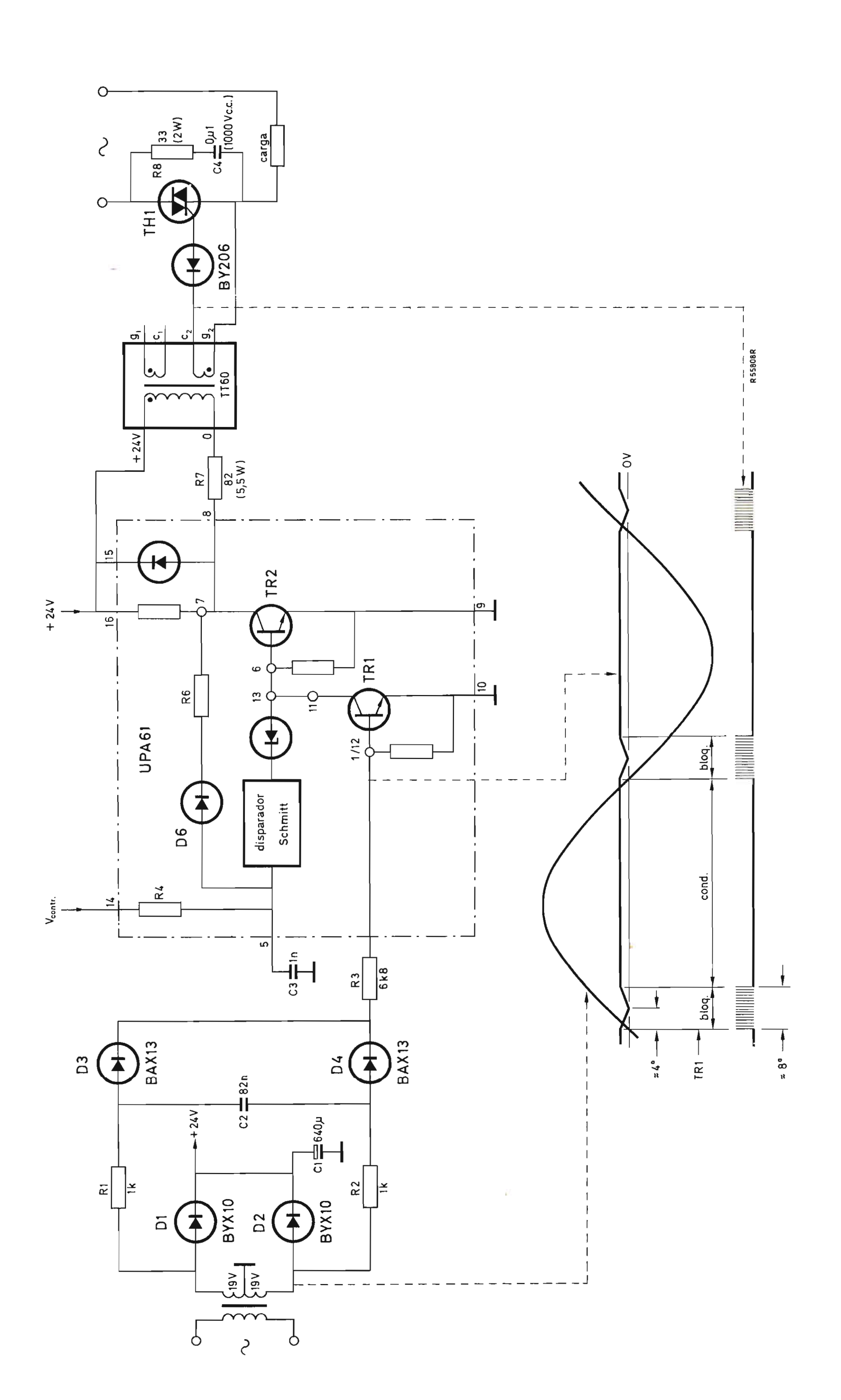



Figura 8. Esquema del circuito y formas de onda del conmutador síncrono.

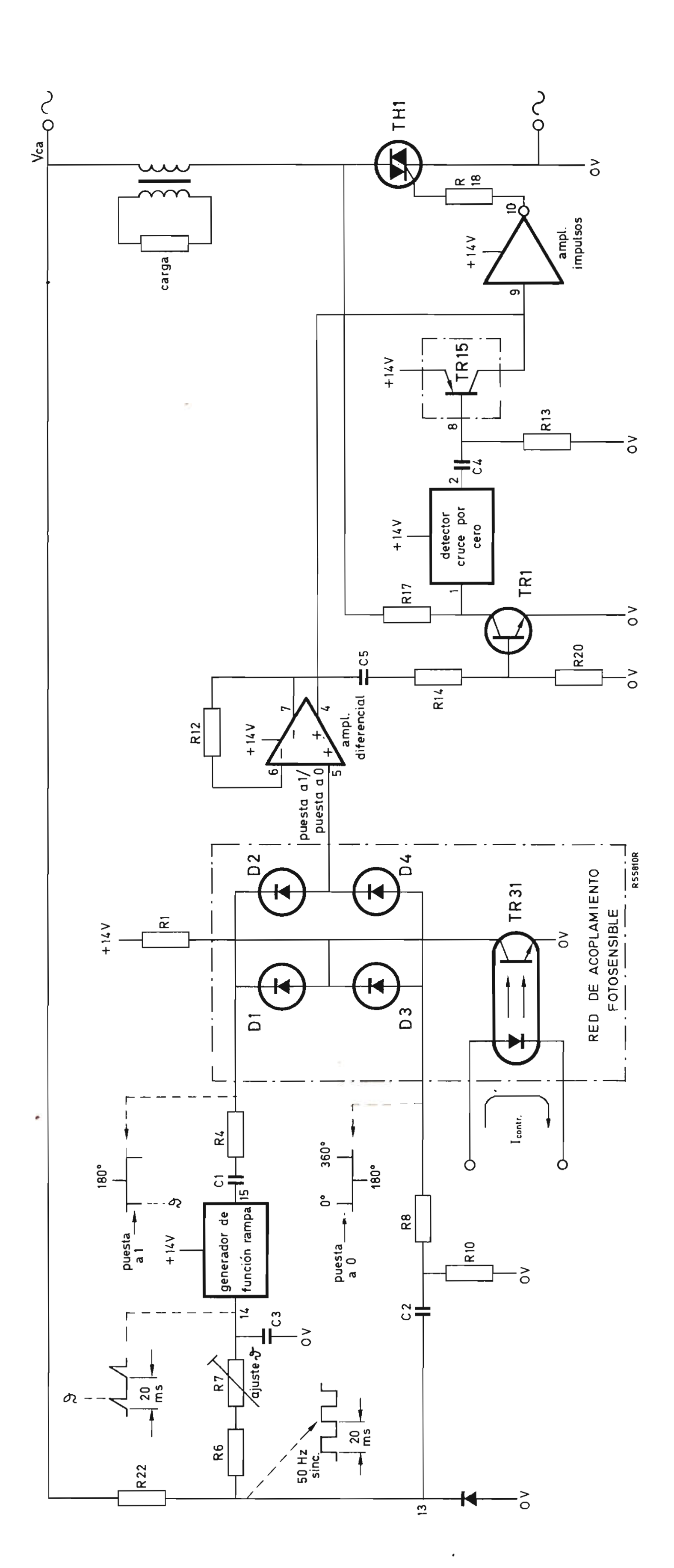



Figura 10. Esquema del circuito de un conmutador monofásico para carga transformador (14 V es la alimentación interna del TCA280A).

### 3. Conmutador monofásico para un transformador como carga

El circuito de la figura 10 está controlado fotoeléctricamente y la tensión de carga se conmuta por $I_{contr} \geqslant 3$ mA. Se puede ajustar el ángulo de disparo, $\vartheta$, variando la velocidad con que se carga $C_3$ (ajuste de $R_7$), y esto determina el retardo con el cual los impulsos negativos, que fijan el amplificador diferencial, emergen del generador de función en rampa. Debido a la realimentación regenerativa a través de $R_{12}$, el amplificador diferencial tan sólo puede estar en uno de sus estados extremos determinando de este modo si el triac conducirá o no. Según sea el estado del fotoacoplador $TR_{31}$ (conducción o no conducción), la red fotosensible dirige impulsos negativos de la salida del generador de función en rampa diferenciada (disponible mediante $C_1$) o impulsos positivos de la tensión de sincronización diferenciada de 50 Hz (disponible mediante $C_2$) al terminal 5 de entrada del amplificador diferencial. Véanse las formas de onda de la figura 11. El primero de los impulsos negativos activa el amplificador diferencial: tiempo $t_1$ – salida del amplificador diferencial, terminal 4, óhmicamente alta, la entrada del amplificador de impulsos acepta impulsos de disparo y se dispara el triac con el ángulo de retardo ajustado. El primero de los impulsos positivos desactiva el amplificador diferencial: tiempo $t_2$ – salida del amplificador diferencial, terminal 4, pasa a positivo, se corta la entrada del amplificador de impulsos, y se desceba el triac en cuanto la corriente de carga llega a cero (tiempo $t_3$). Durante la conducción del triac, la tensión $v_1$ de la figura 11 presentará impulsos parásitos debido al descebado del triac, los cuales reiniciarán el disparo.

La figura 12 muestra una variante del circuito para producir impulsos de disparo negativos.

*Ajuste (fig. 13):*

*Fijar* $R_7$ *de forma que desaparezca la corriente de entrada impulsiva del transformador; obsérvese en un osciloscopio. Para el ajuste requerido, el ángulo de disparo ha de ser más o menos igual al ángulo de fase del transformador con su carga conectada. Por lo tanto, el ajuste depende de la carga del transformador.*

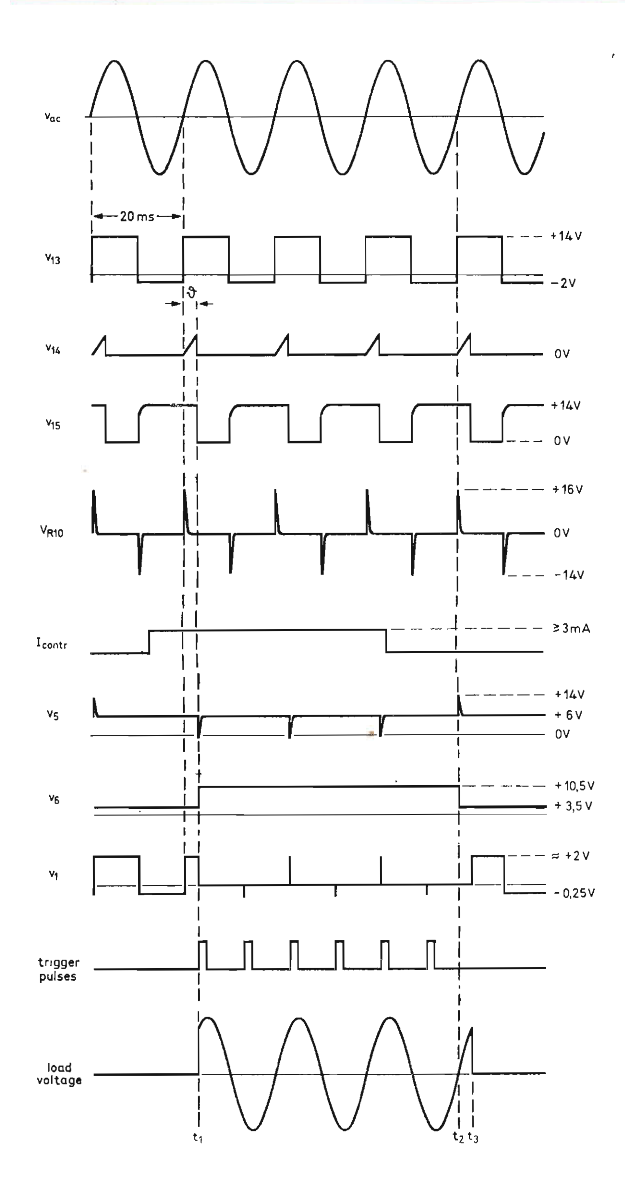



Figura 11. Formas de onda del conmutador monofásico para carga transformador; $v_{13}$ = tensión en el terminal 13 de TCA280A, etcétera.

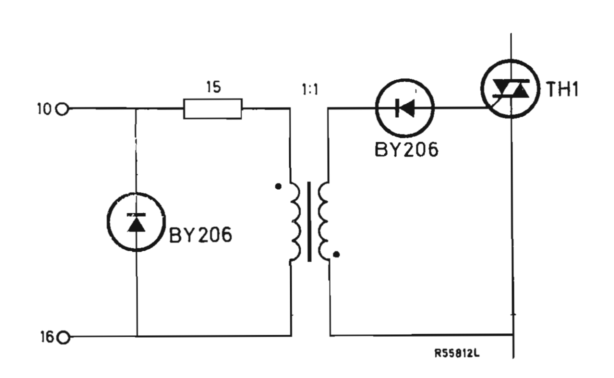



Figura 12. Circuito que produce impulsos de disparo negativos.

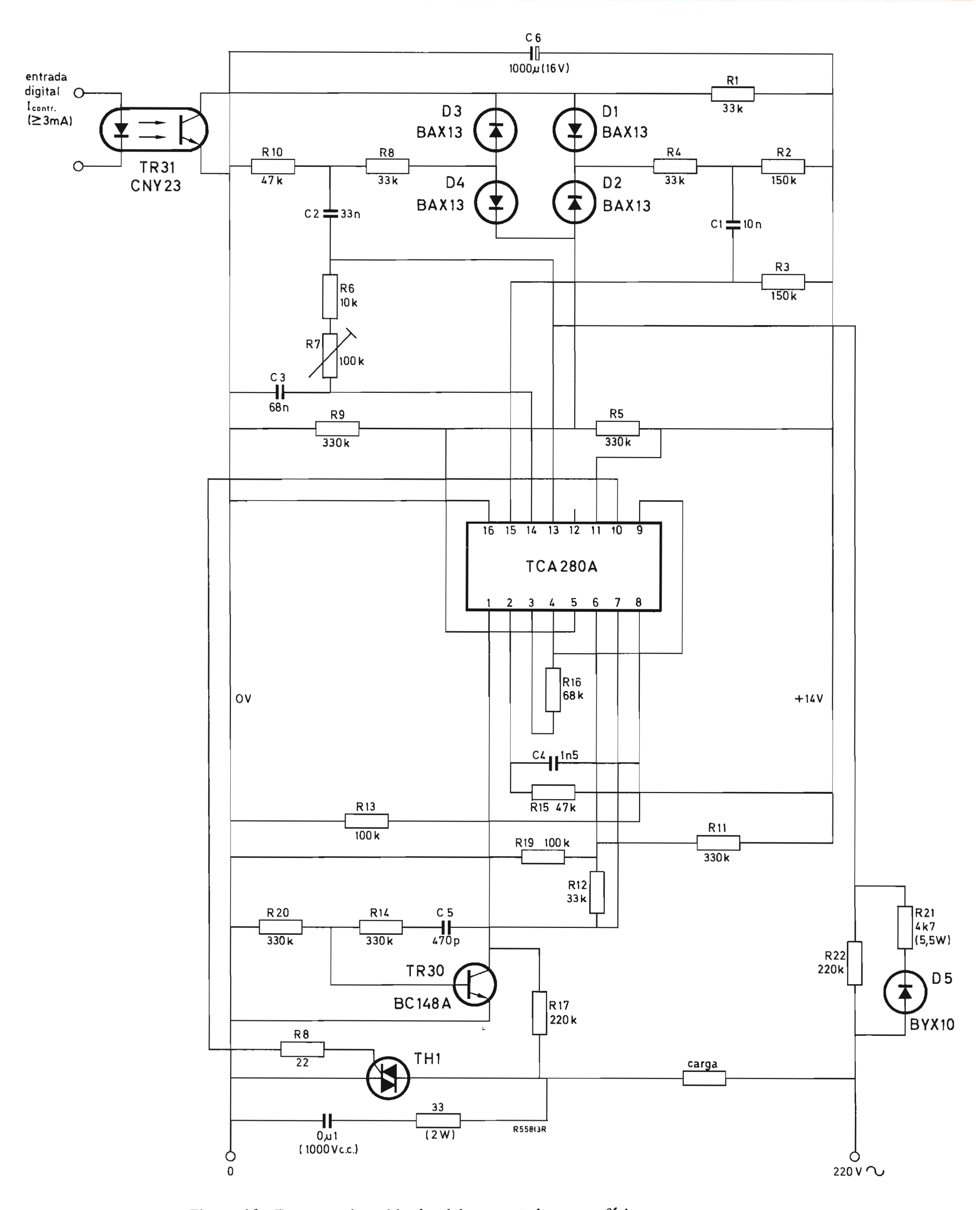



Figura 13. Esquema de cableado del conmutador monofásico para carga transformador.

## 4. Reguladores de tiempo proporcional para cargas resistivas

*Regulador de tiempo proporcional utilizando TCA280A*

Este circuito (fig. 14) utiliza una función en diente de sierra como base de tiempo para control de tiempo proporcional. Se alimentan los terminales 5 y 6 del amplificador diferencial con la función de tiempo en diente de sierra junto con la salida de c.c. del puente sensible a la temperatura.

El terminal 1 del detector de cruce por cero se conecta a la tensión de sincronización de c.a. La tensión en el terminal 2 cae en coincidencia con los cruces por cero de la tensión de red; esto excita el amplificador de impulsos y produce el disparo de $TH_1$, siempre y cuando la resistencia de salida del amplificador diferencial, terminal 7, sea alta, lo que ocurre en el caso de temperatura baja. Para temperatura alta, la entrada del amplificador de impulsos se cortocircuita mediante la salida positiva del amplificador diferencial, y los impulsos de disparo no se producen.

Según se puede apreciar de las formas de onda de la figura 15, la duración de las salvas de impulsos de disparo, y así el ciclo de trabajo del triac, varía con la desviación de la temperatura controlada del valor previamente fijado (entrada 6 alimentada por función en rampa). La realimentación regenerativa a través de $R_{22}$ (fig. 14) asegura una bien definida conmutación del amplificador diferencial.

El regulador produce impulsos simples de disparo situados simétricamente con relación a los cruces por cero de la tensión de red; por lo tanto, sólo se pueden manejar cargas resistivas, pero la interferencia de R.F. debida a la conmutación del triac es muy baja.

El condensador base de tiempos $C_2$, de la figura 14 debe limitarse a 16 V, para que la corriente de fuga sea insignificante.

*Ajustes (fig. 16):*

1. *Se ajusta la banda proporcional mediante selección del valor de* $R_{23}$ *(a menor valor de* $R_{23}$ *más amplia es la banda proporcional).*
2. *Con* $C_2$ *se ajusta el período de repetición del regulador de tiempo proporcional (el período de repetición es de 0,14 s/µF aproximadamente).*

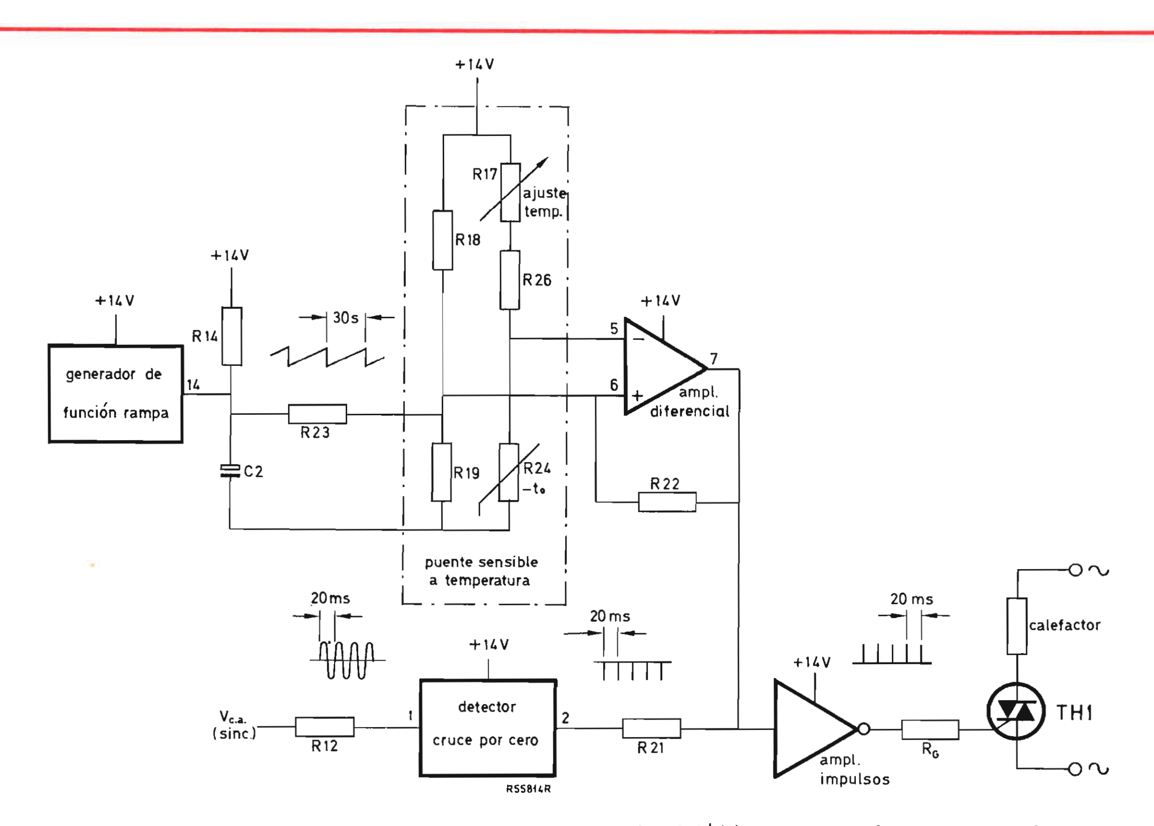
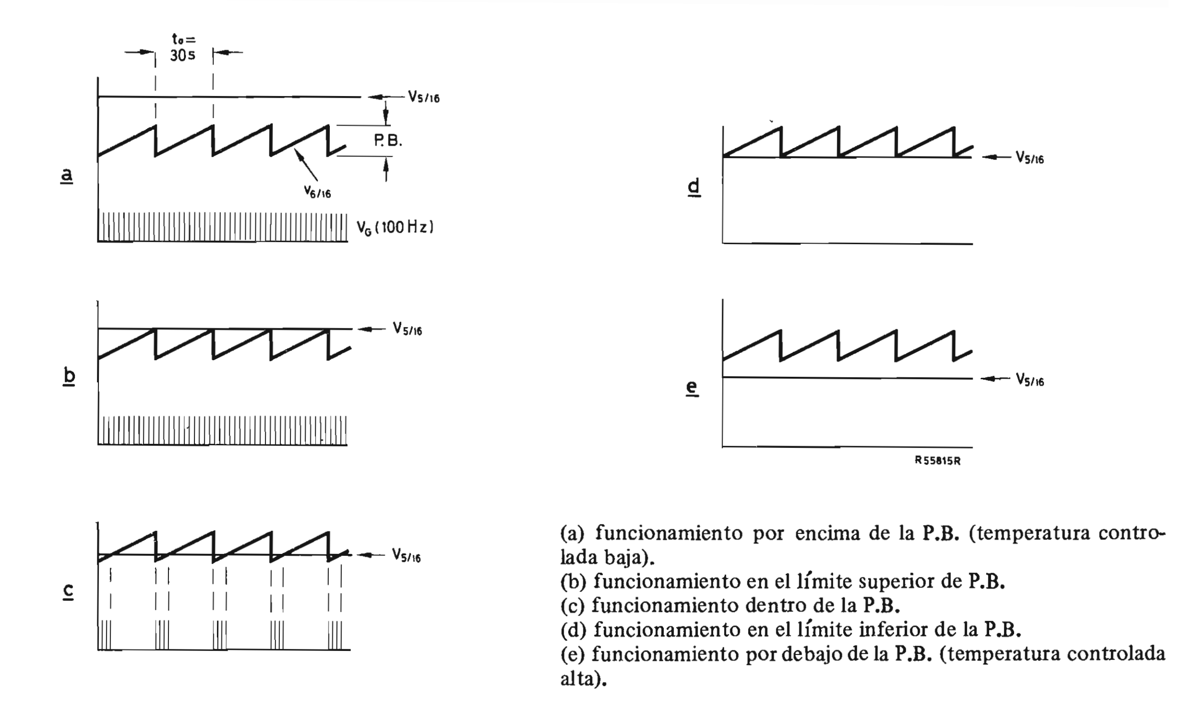



Figura 14. Esquema del regulador de temperatura de tiempo proporcional (+14 V es la tensión de alimentación interna del TCA280A).




(a) funcionamiento por encima de la P.B. (temperatura controlada baja).
(b) funcionamiento en el límite superior de P.B.
(c) funcionamiento dentro de la P.B.
(d) funcionamiento en el límite inferior de la P.B.
(e) funcionamiento por debajo de la P.B. (temperatura controlada alta).

Figura 15. Esquema del funcionamiento del regulador de temperatura de tiempo proporcional (P.B. = banda proporcional).

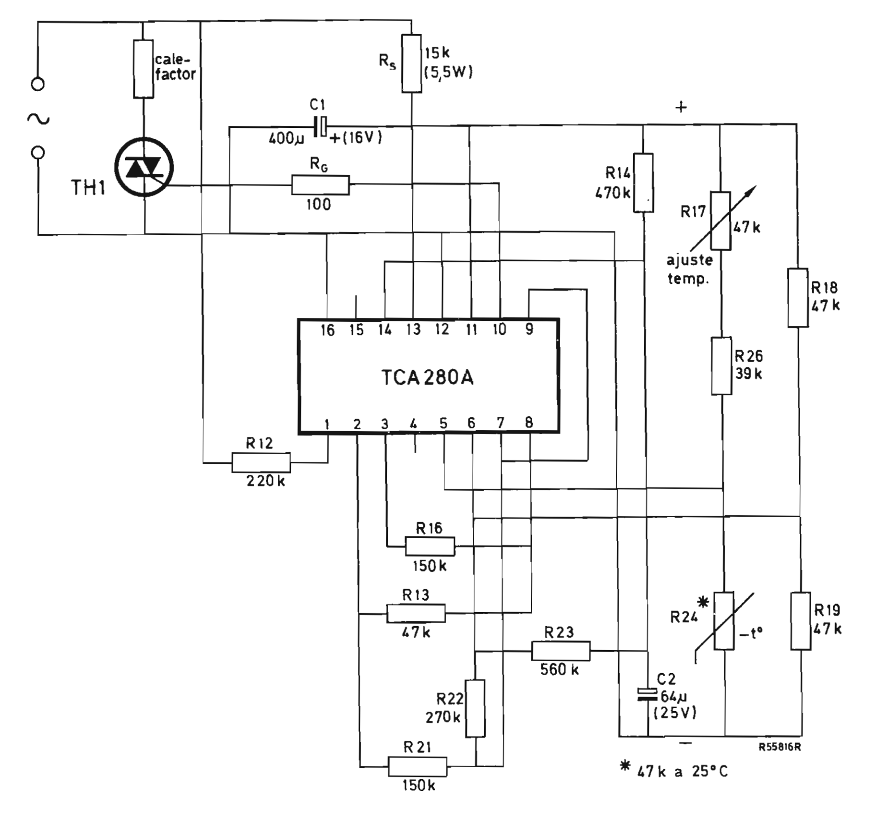



Figura 16. Esquema de montaje del regulador de temperatura de tiempo proporcional.

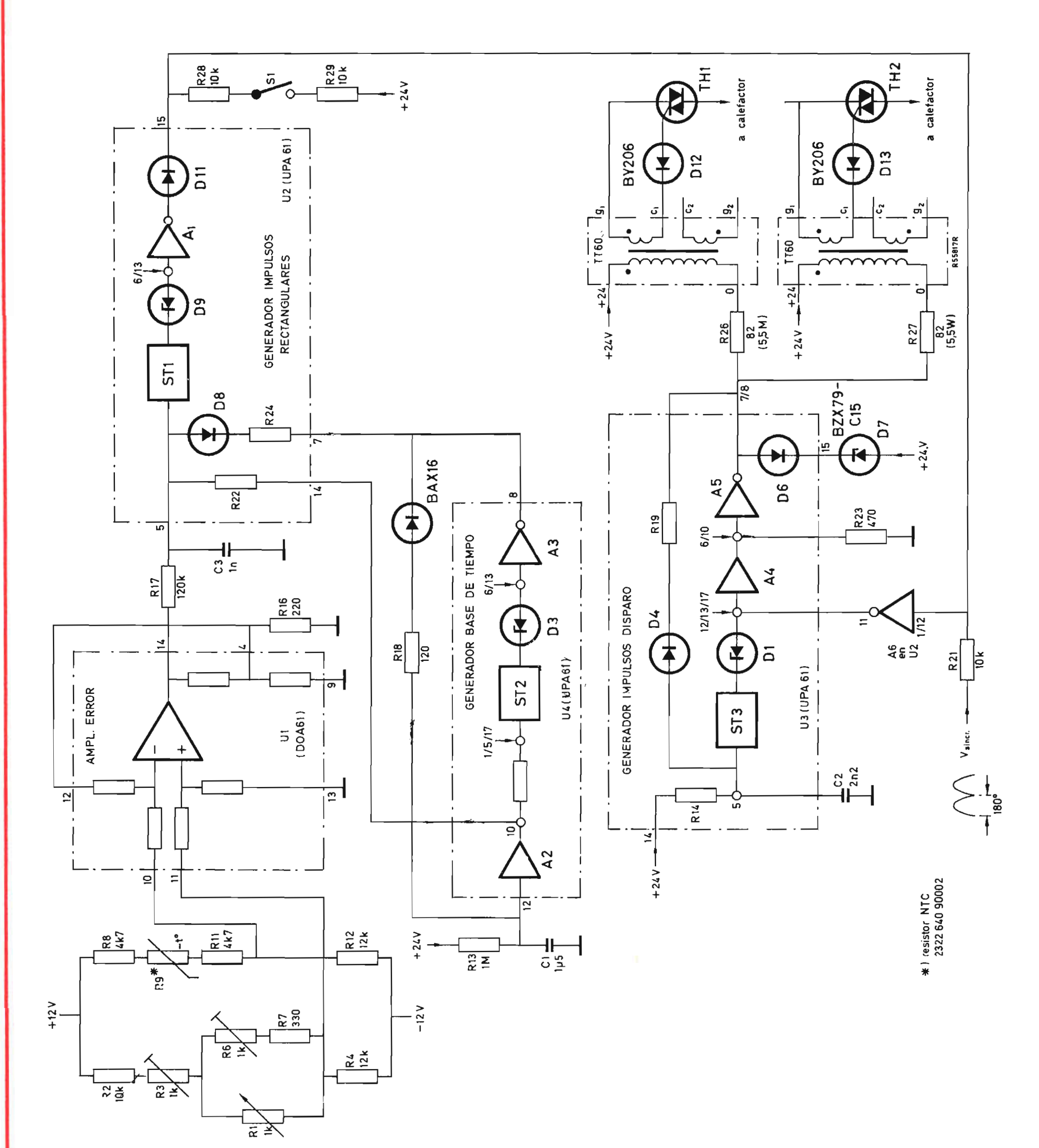



Figura 17. Esquema del sistema de control de temperatura de tiempo proporcional. $ST_1$, $ST_2$, $ST_3$ = disparadores Schmitt.

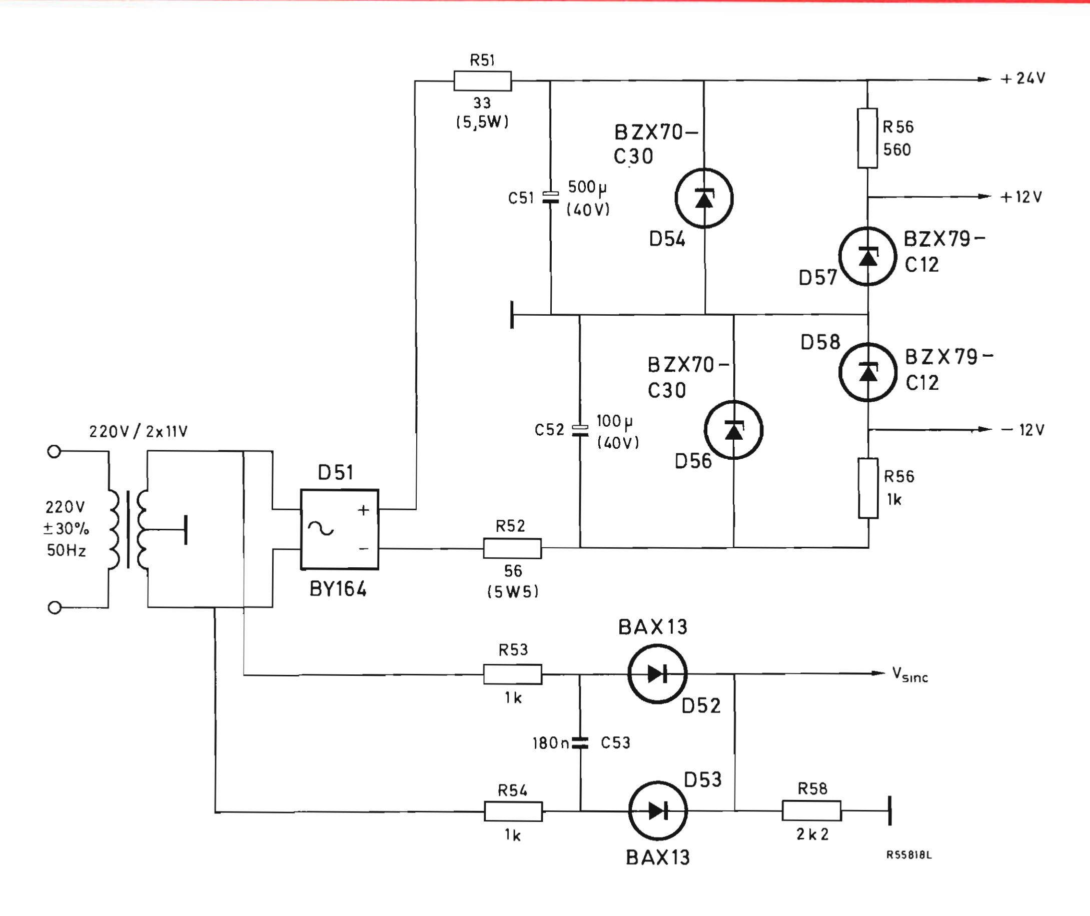



Figura 18. Alimentación de c.c. y circuito de sincronización.

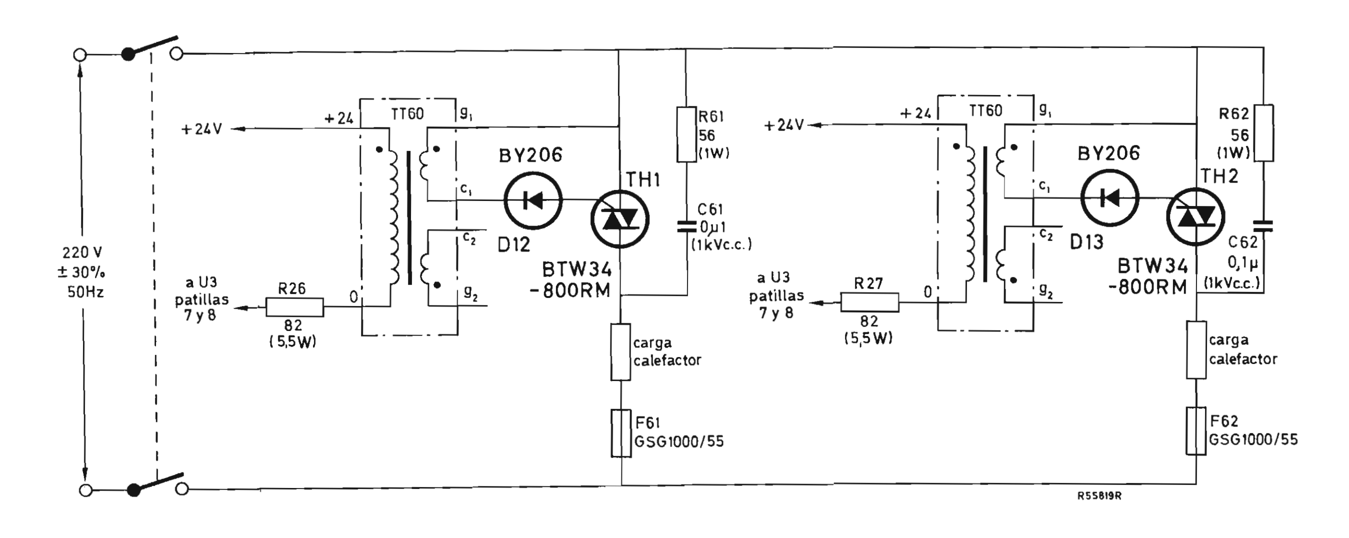



Figura 19. Circuito de potencia.

*Regulador de temperatura de tiempo proporcional utilizando elementos de la serie 61*

En el regulador automático de temperatura de la figura 17, el amplificador de error es alimentado por el puente sensible a la temperatura, $R_1$ a $R_{12}$; $R_9$ es el sensor de temperatura, y se ajusta la temperatura con $R_1$. El sistema tolera fluctuaciones de la red de ±30%. El circuito funciona del siguiente modo.

Mientras la salida del generador de impulsos rectangulares está en el nivel BAJO, el amplificador $A_6$ se mantiene saturado mediante la tensión de sincronización $V_{sync}$, excepto para los pequeños intervalos que coinciden con los cruces por cero de la tensión de red. Durante estos intervalos, se bloquea $A_6$ y así no se puede cortar la entrada de $A_4$. El generador de impulsos dispara los triacs, que a su vez proporcionan energía a los calefactores. Debido a que las salvas de impulsos son de corta duración, sólo se puede controlar una carga resistiva. La salida del generador de impulsos rectangulares en estado ALTO proporciona una corriente base a $A_6$, manteniéndolo saturado; el generador de impulsos de disparo no puede funcionar y los triacs no conducen.

Con el decrecimiento de la temperatura, el potencial

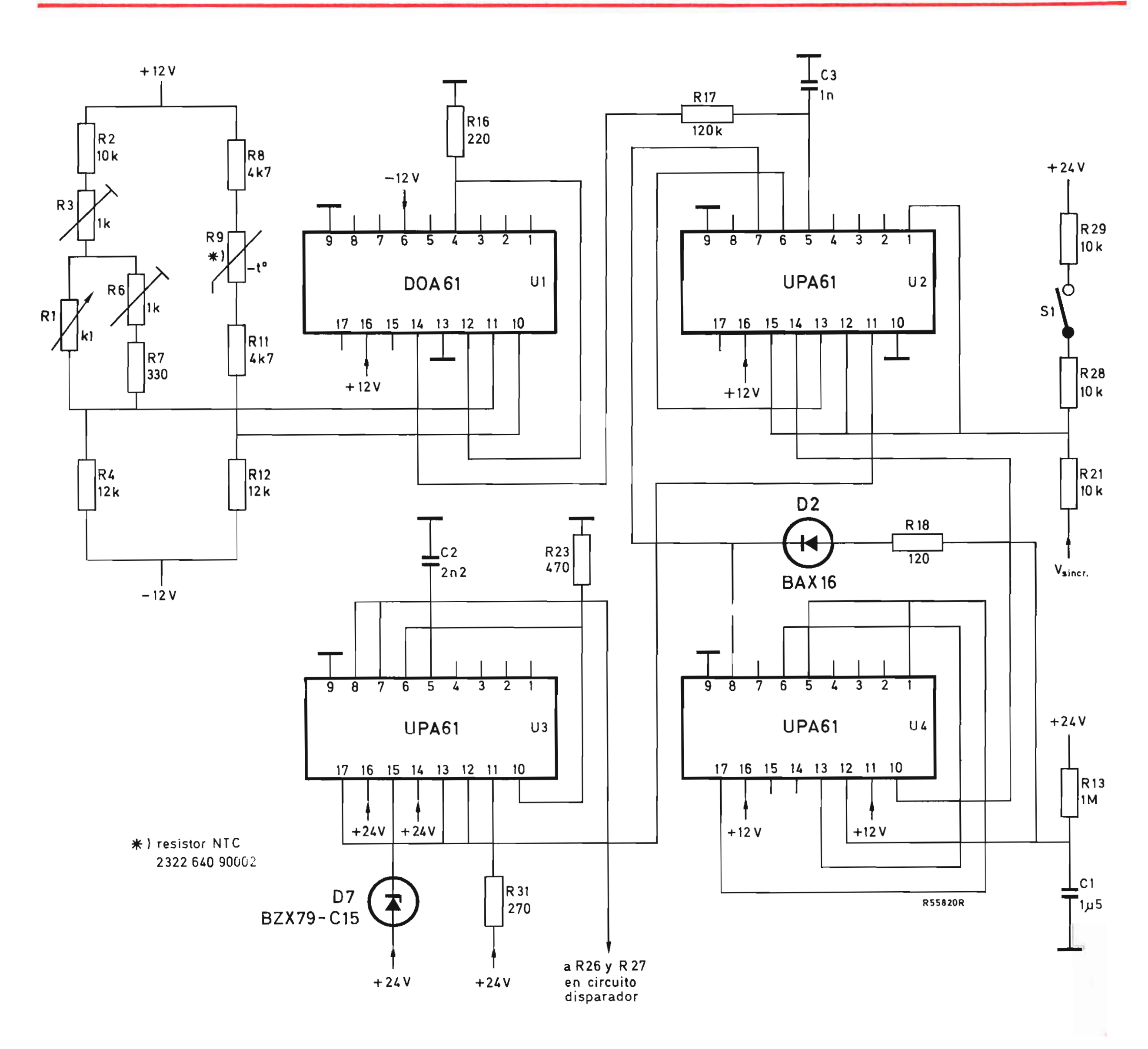



Figura 20. Esquema de cableado del sistema de control de temperatura de tiempo proporcional.

en la entrada de inversión del amplificador de error disminuye y el de la salida del amplificador aumenta. Como resultado, el ciclo de trabajo de la salida del generador de impulsos rectangulares disminuye y la potencia media proporcionada a los calefactores aumenta, contrarrestando la disminución de temperatura. Al cerrar $S_1$ se corta la alimentación del calefactor.

La figura 18 muestra la alimentación de c.c. y el circuito de sincronización. La red $R_{53}C_{53}R_{54}$ retarda a $V_{sync}$, de forma que los disparos del triac se inician en los puntos de cruce por cero de la tensión de red. La figura 19 muestra el circuito de potencia. Montados sobre un radiador de calor adecuado, cada triac puede manejar 6,25 kW teniendo en cuenta una temperatura ambiente de 35°C y fluctuaciones de la c.a. de entrada del 30%. Debido a que se pueden disparar hasta cuatro triacs, la capacidad total de energía es de 25 kW.

*Ajustes (fig. 20):*

1. *Se fijan* $R_1$, $R_3$ *y* $R_6$ *a la resistencia mínima.*
2. *Se somete el sensor de temperatura a 23°C y se ajusta* $R_3$ *para que la salida del amplificador de error (terminal 14 de* $U_1$*) sea cero.*
3. *Se fija el potenciómetro* $R_1$ *de ajuste de temperatura a la resistencia máxima.*
4. *Se somete el sensor de temperatura* $R_9$ *a 18°C y se ajusta* $R_6$ *para que la salida del amplificador de error sea cero.*
5. *Se aumenta el valor* $R_{16}$ *si ocurre alguna inestabilidad de control; en la mayoría de los casos un valor* $R_{16}$ *de hasta 1 kΩ será satisfactorio.*
6. *Para un control óptimo puede ser necesario cambiar el período de repetición del sistema de control de tiempo proporcional; esto se logra cambiando el valor de* $R_{13}$ *(para el período de repetición* $t_o$, *véase la figura 22 –apartado 5– al sustituir* $R_{13}$ *por* R)*; si es necesario, se aumenta* $C_1$ *para obtener un mayor valor de* $t_o$.

### .5. Regulador de tiempo proporcional monofásico para transformador como carga

La figura 22 muestra un circuito que permite un retardo de disparo de hasta unos 50°. El funcionamiento del circuito se comprende fácilmente observando las formas de onda. Se retardan los flancos anteriores de los impulsos de salida del monoestable al pasar a través de la red de carga $R_9C_7R_{10}$ y la puerta de retardo de impulsos disparo. La duración del retardo de disparo, $\vartheta$, depende de la velocidad de carga de $C_7$ y se ajusta con $R_9$. El diodo $D_1$ asegura una descarga rápida de $C_7$ al final de los impulsos de salida del monoestable, y $D_2$ proporciona el desplazamiento de niveles. La salida de la puerta de retardo de impulsos de disparo estará ciertamente en estado ALTO (impulsos de disparo generados) para una entrada de c.c. de la puerta de 4 V o más; ciertamente se volverá BAJO (impulsos de disparo inhibidos) cuando la entrada de c.c. de la puerta es de 0,4 V o menos. Se controla la potencia media de salida con $R_5$.

La figura 21 muestra la relación entre la frecuencia de repetición (o período de repetición) del control de tiempo proporcional y $(R_1 + R_2)$ de la figura 22.

*Ajustes (fig. 23):*

1. *Se fija el período de repetición de control de tiempo proporcional,* $t_o$, *al valor deseado, ajustando* $R_1$ *(fig. 21); si es necesario, se aumenta* $C_1$ *para obtener un valor más elevado para* $t_o$.
2. *Se fija* $R_7$ *para obtener una duración de salva de impulsos de disparo (terminal 8 de* $U_3$*) de unos 300° (17 ms con una alimentación de 50 Hz).*
3. *Se obtiene el retardo de disparo necesario para evitar una corriente de entrada impulsiva repetitiva al transformador, del siguiente modo:*

3a. *Se conecta un voltímetro de c.c., con no menos de 10 kΩ/V de resistencia, a través del primario del transformador por medio de un filtro de 100 kΩ, 10 μF (el condensador debe ser del tipo de c.a.).*

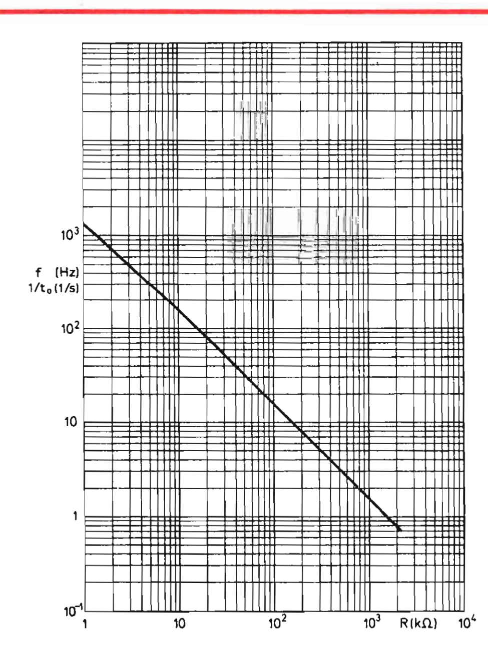



**Figura 21. Frecuencia de repetición de impulsos, *f*, en función del resistor de carga del condensador *R* ($R_1 + R_2$ en la figura 22).**

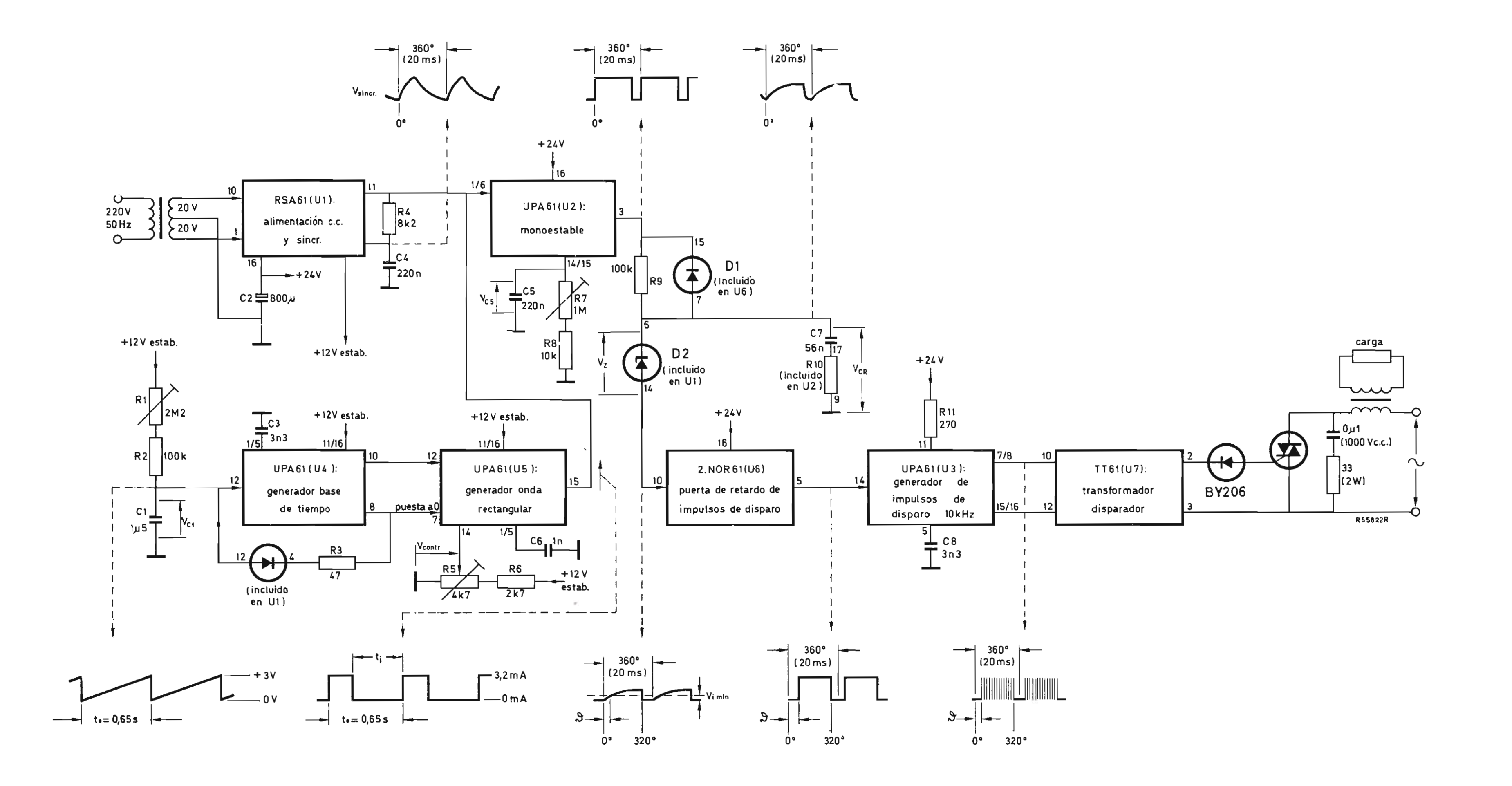



Figura 22. Regulador de tiempo proporcional con retardo de disparo regulable ($\vartheta$). Para $R_1$ ajustado a 900 kΩ, el período de repetición, $t_O$, es de 0,65 s.

3b. *Se ajusta* $R_5$ *para que se produzca uno o sólo unos cuantos ciclos de c.a. por período de repetición* $t_o$.

3c. *Con* $R_9$ *se fija el retardo de disparo para que con una carga transformador dada la desviación del aparato de medida sea cero.*
*Si cambia la carga del transformador, podría ser necesario reajustar* $R_9$.

## 6. Regulador de tiempo proporcional trifásico

La figura 24 muestra el circuito de disparo para el conmutador de dos triacs utilizado en el regulador; este circuito permite el control de una carga muy inductiva. En el circuito de la figura 25, que utiliza módulos de la

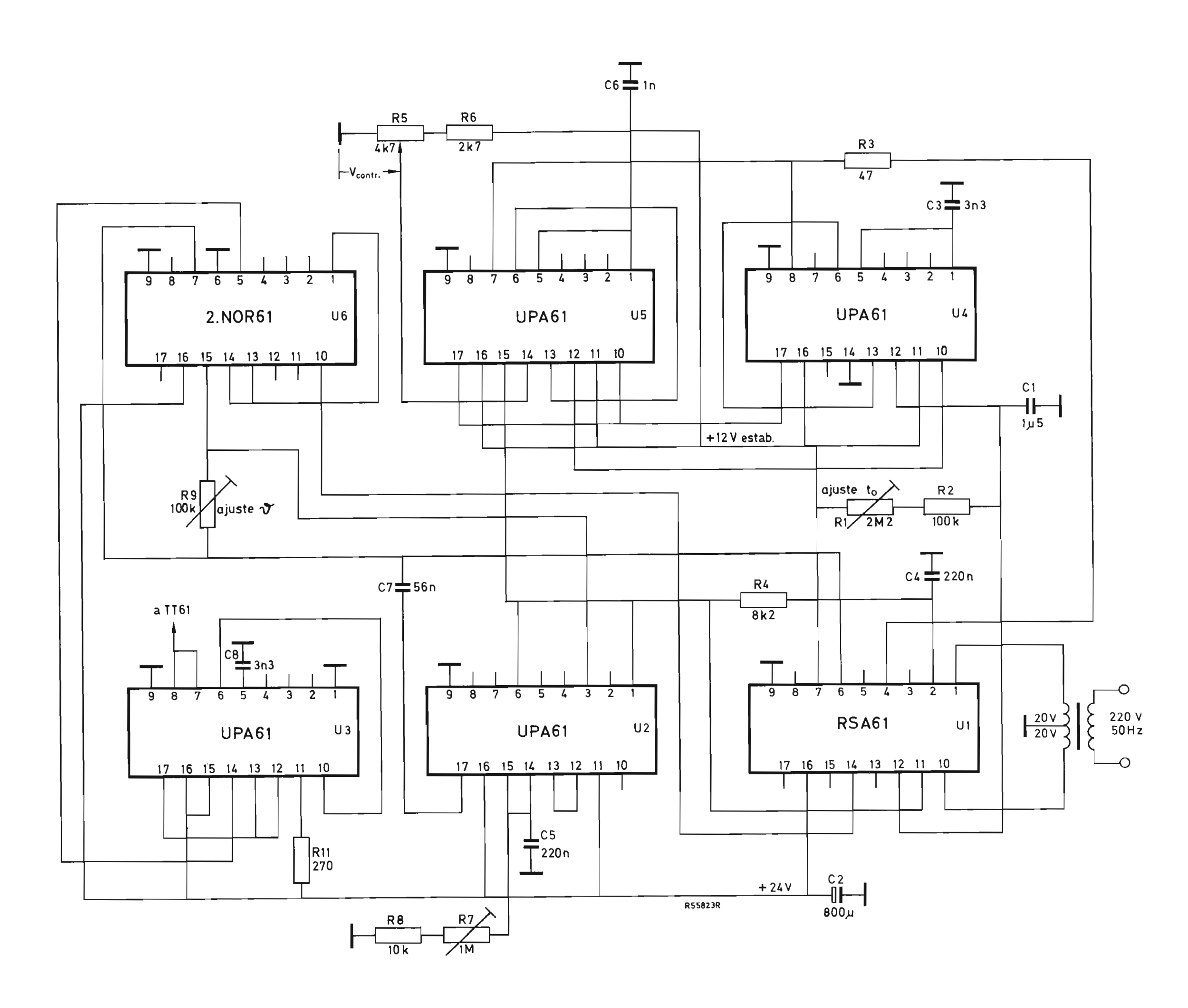



Figura 23. Esquema de cableado del regulador de tiempo proporcional con retardo de disparo regulable.

serie FZ/30, las salvas de impulsos de disparo se inician por los impulsos de sincronización de 200 $\mu$s de las puertas $U_{2a}$ $U_{2b}$; estos impulsos se derivan de las fases $BY$ y $RO$ –véanse las formas de onda de la figura 26. La duración de las salvas de impulsos de disparo se determina por los temporizadores $U_4$ y $U_5$; o sea, los impulsos de disparo pasan por las puertas de impulsos de disparo siempre que las entradas 1 y 17 estén en estado ALTO.

El generador de onda triangular proporciona control de tiempo proporcional. Cuando el valor instantáneo de la tensión de salida de la onda triangular está por debajo de $V_{contr}$, la salida del comparador pasa a ALTO ($v_{in}$) y no tiene ningún efecto. Cuando el valor instantáneo de la tensión de salida de la onda triangular sobrepasa $V_{contr}$, la salida del comparador se vuelve BAJO (–0,7 V), provocando que la salida del flip-flop ($U_3$) $Q_1$ conmute al nivel BAJO. Esto inhibe al temporizador $U_4$ y la salida ALTO de éste inhibe al temporizador $U_5$. Con la salida de las puertas $U_{2c}$ y $U_{2d}$ en BAJO, los impulsos de disparo no se producen y se desceban los triacs. Cuando $V_{contr}$ aumenta de 0 V a 7 V, la salida de c.a. media aumenta de 0% a 100%.

La red $R_{13}$ $C_6$ inhibe el generador de impulsos de disparo durante 0,1 s después del encendido, de modo que no puedan producirse disparos parásitos. Debido a que $C_6$ está inicialmente descargado, se aplica una tensión de cebado de nivel BAJO al terminal 5 de $U_3$ provocando un cambio de estado del flip-flop ($Q_1$ BAJO). El diodo $D_{13}$ descarga rápidamente a $C_6$ cuando se desconecta el circuito. Debido a la separación de 360° de los impulsos de sincronización, el circuito produce un número entero de ciclos de carga.

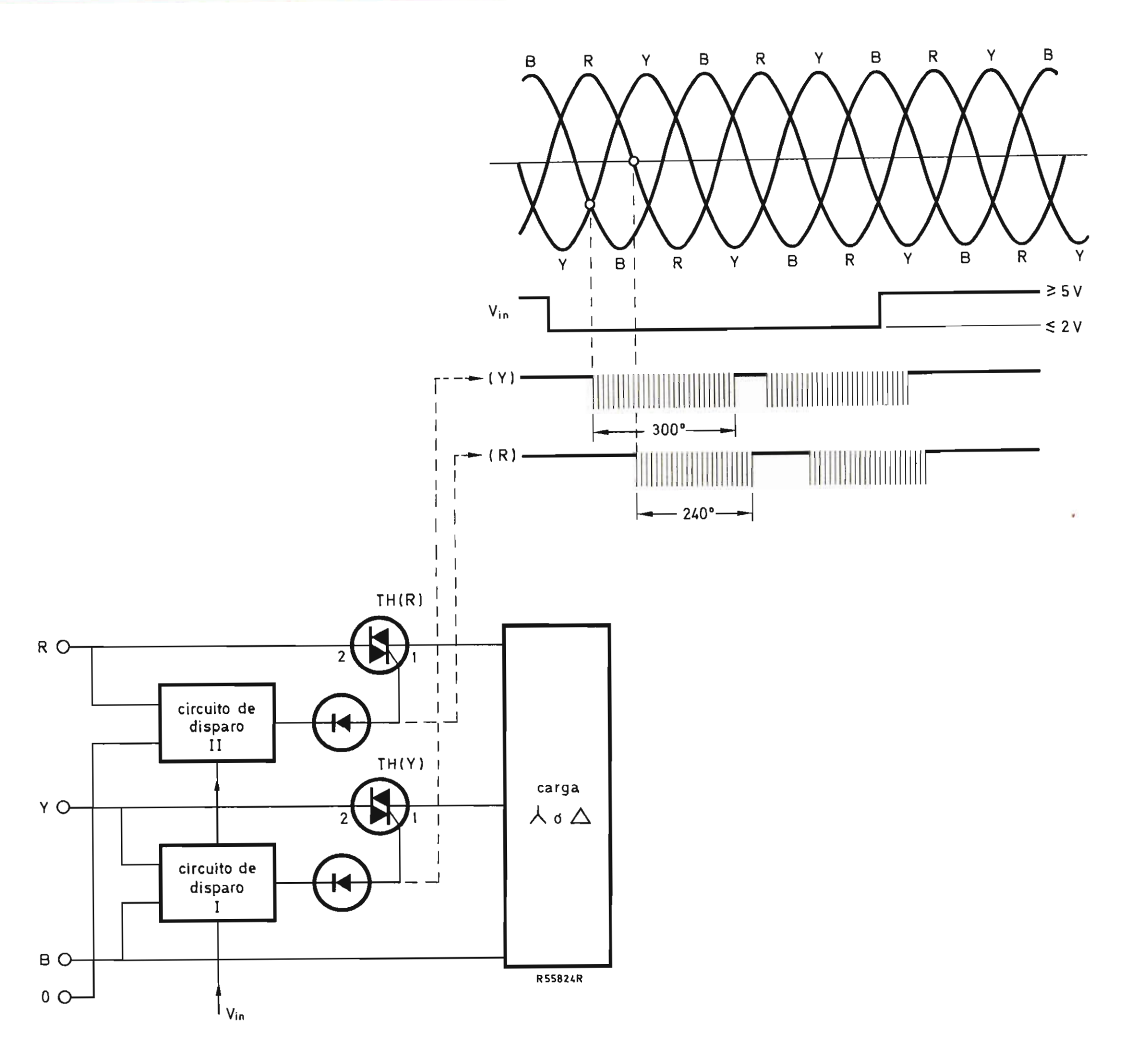



Figura 24. Esquema de disparo para el conmutador de dos triacs utilizado en el regulador de tiempo proporcional trifásico.

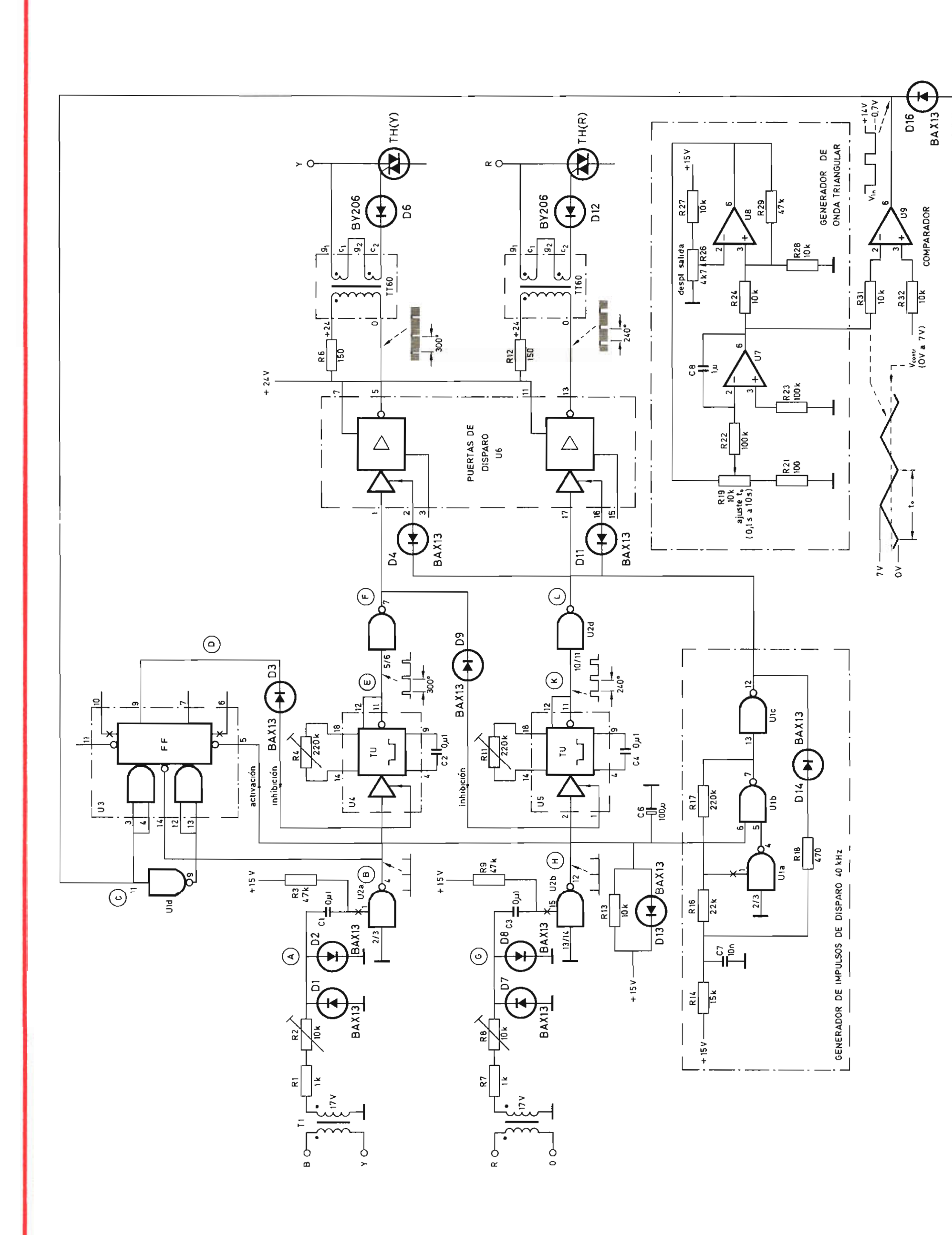



Figura 25. Esquema de circuito del regulador de tiempo proporcional trifásico.

$U_1$ $U_2$ = FZH111/4.NAND30

$U_3$ = FZJ101/FF30

$U_4$ $U_5$ = TU30

$U_6$ = 2.LRD30

$U_7$ $U_8$ $U_9$ = TBA221.

*Ajustes:*

1. *Comprobar que la secuencia de fases está de acuerdo con la figura 26.*
2. *Asegurar que* $T_1$ *y* $T_2$ *de la figura 25 estén conectados, según lo indicado por los puntos.*
3. *Fijar* $R_2$*, figura 25, para que en el disparo no exista aumento brusco de tensión entre el terminal 1 de la red de* TH(Y) *y la fase* B *(fig. 24).*
4. *Se fija* $R_8$*, figura 25, para que en el disparo no exista aumento brusco de la tensión entre el terminal 1 de red de* TH(R) *y el neutro.*
5. *Se ajusta* $R_4$ *para que las salvas de impulsos de disparo que se aplican a* TH(Y) *tengan una duración de 300° (unos 17 ms con una alimentación de 50 Hz).*
6. *Se ajusta* $R_{11}$ *para que las salvas de impulsos de disparo que se aplican a* TH(R) *tengan una duración de 240° (unos 13 ms con una alimentación de 50 Hz).*
7. *Se ajusta* $R_{26}$ *para que la potencia de salida de c.a. sea igual a cero para* $V_{contr}$ *a cero voltios.*
8. *Con* $R_{19}$ *se fija el período de repetición* $t_o$ *requerido.*

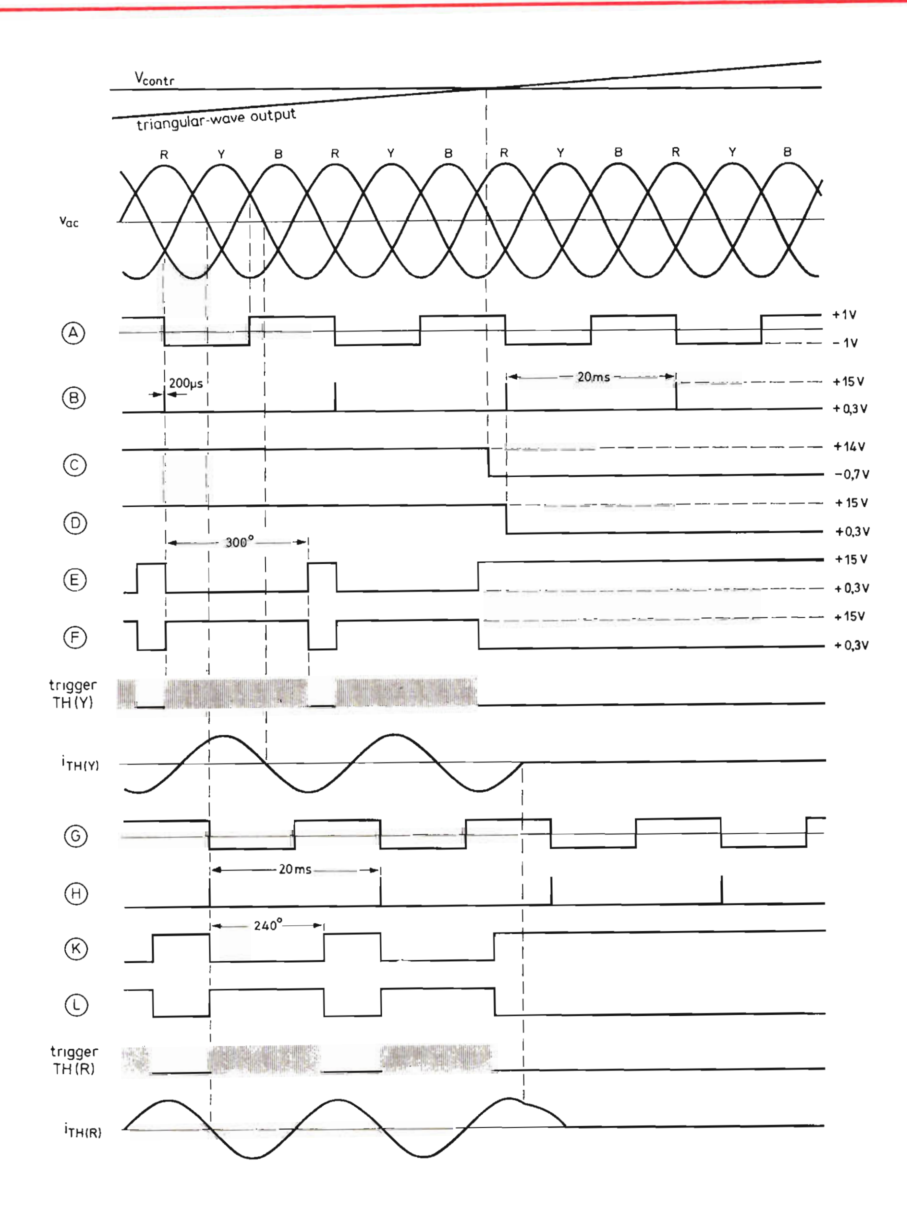



Figura 26. Formas de onda correspondientes a la figura 25.

## 7. Regulador de tiempo proporcional trifásico para un transformador como carga

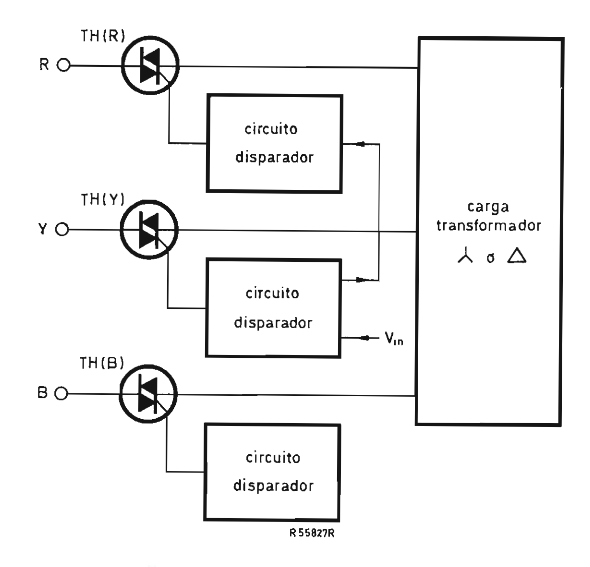
Las corrientes impulsivas de entrada del transformador no se producen si se retardan los disparos hasta el instante en el que la corriente del primario en estado estable pasa por cero. El disparador representado en la figura 27a se ajusta a esta especificación: véanse las porciones de líneas discontínuas y contínuas de $i_{TH(Y)}$ e $i_{TH(R)}$. El triac *TH(B)* conduce permanentemente; su presencia es necesaria para obtener los 2 V de caída de tensión que ocurre en las otras dos fases evitando así un desequilibrio de tensión entre fases, lo cual podría producir una desviación de la imanación del transformador con el consiguiente riesgo de saturación del núcleo. En un medio ciclo, $t_{1mín}$ y $t_{2mín}$ son los primeros instantes posibles de disparo de *TH(Y)* y *TH(R)* respectivamente. Como se ha visto, el ángulo de disparo $\vartheta_Y$ del primer medio ciclo de *TH(Y)* es igual a $\varphi_{load} + 30°$ ($\varphi_{load}$ es el ángulo de fase de la carga) y el ángulo de disparo del primer medio ciclo $\vartheta_R$ de *TH(R)* es igual a $\varphi_{load}$.

En el esquema del circuito de la figura 28, $U_3$ y $U_4$ son multivibradores monoestables cuyas anchuras de impulsos de salida determinan los ángulos de disparo del primer medio ciclo de los triacs –véanse las formas de onda *B* y *G* en la figura 29. Para $v_{in}$ en estado ALTO estos monoestables son disparados por los impulsos de sincronización –formas de onda *A* y *F*– de $U_{1a}$ y $U_{1d}$; los monoestables fijan los flip-flops $U_{5a}$ y $U_{5b}$ para iniciar el disparo del triac. Los flip-flops se ponen a cero por los impulsos de sincronización. Para $v_{in}$ en estado BAJO, el monoestable $U_3$ no puede producir impulsos de salida; $U_{5a}$ se mantiene en estado cero con $Q_2$ en BAJO, inhibiendo así a $U_4$. Debido a que $U_{5b}$ también se mantiene en este estado, las entradas 1 y 17 de las puertas de impulsos de disparo $U_{6a}$ y $U_{6b}$ se mantienen en BAJO, de forma que se inhiben los impulsos de disparo. La puerta $U_{1c}$ evita una puesta a cero involuntaria de $U_{5a}$,–con la consiguiente interrupción del disparo de *TH(Y)*,si $v_{in}$ pasa a BAJO mientras ocurre un impulso de sincronización en la salida de la puerta $U_{1a}$.

En el apartado anterior se describió el generador de ondas triangulares y el comparador.

*Ajustes:*

1. *Comprobar que la secuencia de fase está de acuerdo con la figura 29.*
2. *Asegurarse de que* $T_1$ *y* $T_2$ *de la figura 28 están conectados según lo indicado por los puntos.*
3. *Se ajusta* $R_7$ *para obtener una anchura de impulso de*



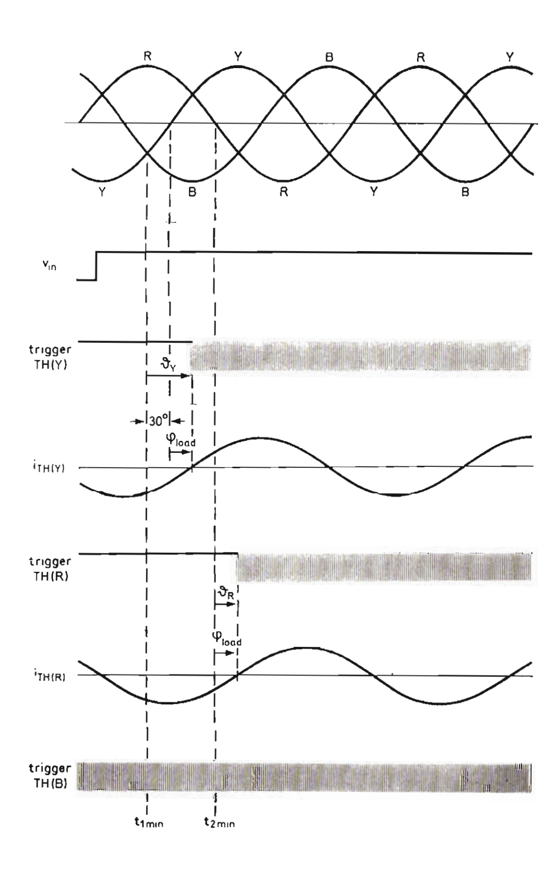




Figura 27. (a) Circuito de potencia, (b) esquema del disparo para evitar la corriente impulsiva de entrada en el transformador; $\vartheta_Y$ y $\vartheta_R$ son los ángulos de disparo iniciales de los triacs *TH(Y)* y *TH(R)* respectivamente.

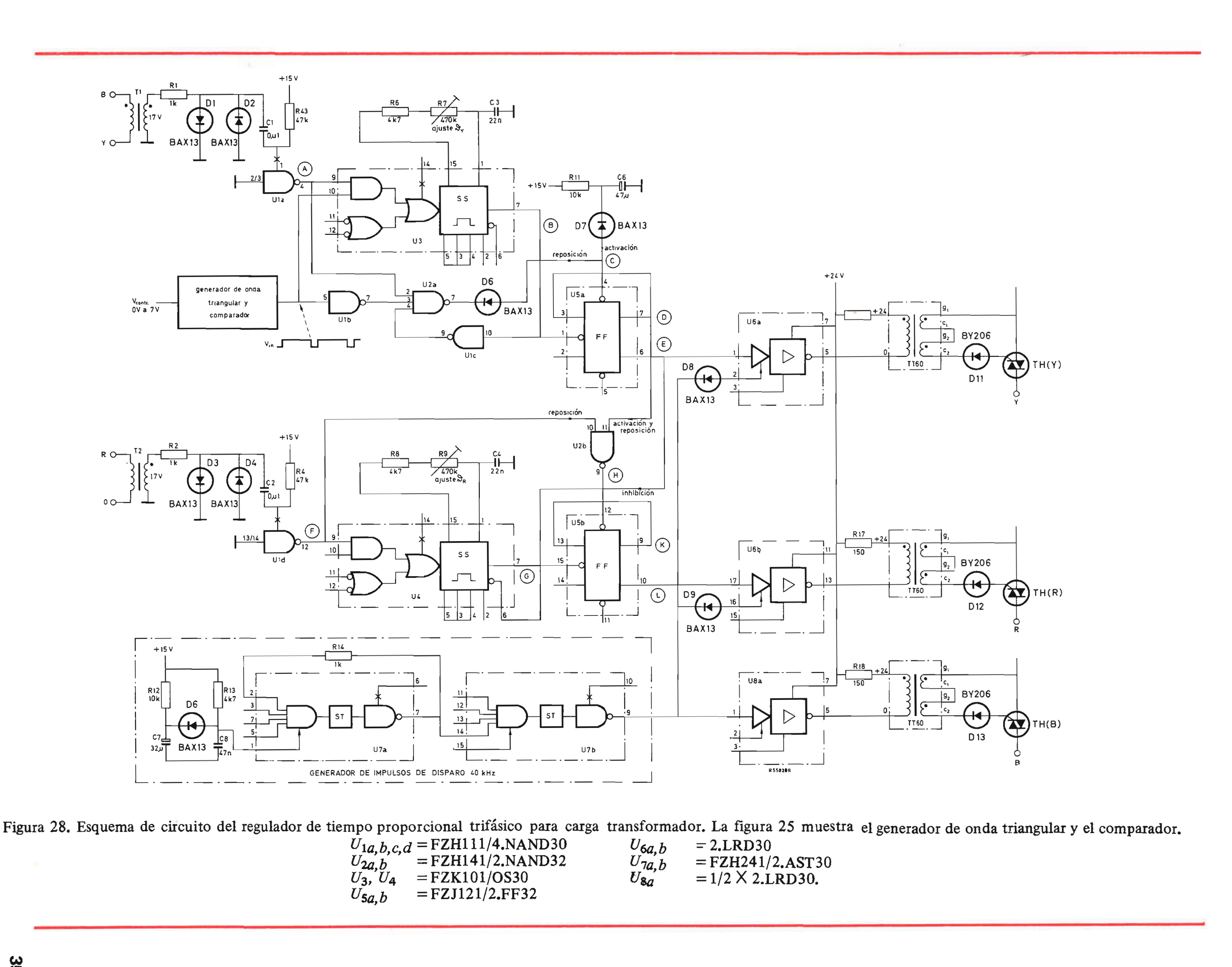



Figura 28. Esquema de circuito del regulador de tiempo proporcional trifásico para carga transformador. La figura 25 muestra el generador de onda triangular y el comparador.

| | | | |
|---|---|---|---|
| $U_{1a,b,c,d}$ | = FZH111/4.NAND30 | $U_{6a,b}$ | = 2.LRD30 |
| $U_{2a,b}$ | = FZH141/2.NAND32 | $U_{7a,b}$ | = FZH241/2.AST30 |
| $U_3, U_4$ | = FZK101/OS30 | $U_{8a}$ | = 1/2 X 2.LRD30. |
| $U_{5a,b}$ | = FZJ121/2.FF32 | | |

*unos 6 ms en el terminal 7 de* $U_3$.

4. *Se ajusta* $R_9$ *para obtener una anchura de impulso de unos 4,5 ms en el terminal 7 de* $U_4$.
5. *Se ajusta el generador de onda triangular para que la frecuencia de repetición de* $v_{in}$ *sea de 1 Hz aproximadamente (véase el apartado anterior, "Ajustes", párrafo 8).*
6. *Con el transformador descargado se ajusta* $R_7$ *para que no haya corriente continua en la fase* Y, *y se ajusta* $R_9$ *para que no haya corriente continua en la fase* R.
7. *Se ajusta el generador de onda triangular según se describió en el apartado anterior, "Ajustes", párrafos 7 y 8.*

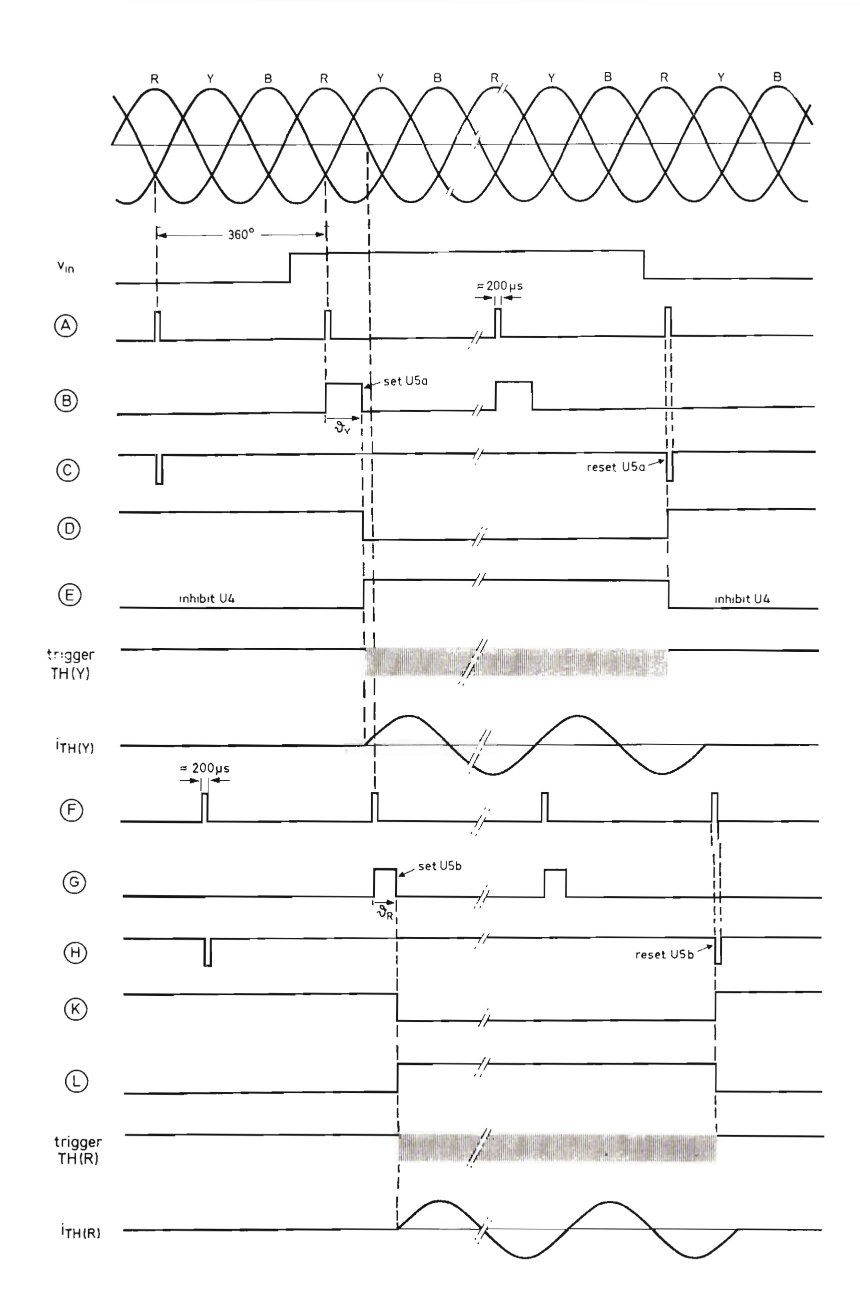



Figura 29. Formas de onda para la figura 28; $\vartheta_Y$ y $\vartheta_R$ son los ángulos de disparo iniciales para los triacs *TH*(*Y*) y *TH*(*R*), respectivamente.

# MEMORIAS BIPOLARES DE ACCESO ALEATORIO

*Se dispone actualmente de una gran variedad de memorias de acceso aleatorio, tanto por sus características como por la tecnología empleada para su fabricación. En este artículo se presenta la clasificación de los distintos tipos de memorias de acceso aleatorio disponibles y se describen tipos bipolares GTB 31001 A, GXB 10405 y GTB 3601-1.*

## 1. INTRODUCCION

El avance realizado en los últimos años en las técnicas de integración elevando el número de elementos integrables en un sólo cristal y disminuyendo los tiempos de propagación, ha permitido incrementar el campo de aplicación de las memorias de acceso aleatorio.

Estas memorias, que en un principio se utilizaban exclusivamente en la unidad de memoria central (*mainframe*) de los sistemas programables (*ordenadores*), se han introducido poco a poco en las diferentes partes de los sistemas digitales:

a) en la unidad de control para generar secuencias de señales programables (*control store*),
b) en la unidad aritmética como memoria auxiliar para almacenar resultados intermedios (*scratch pad memories*), y
c) como memoria auxiliar de la memoria central del ordenador en especial en sistemas de multiprogramación (*cache memories*).

Las tecnologías de semiconductores utilizadas en la actualidad para realizar este tipo de memorias son las bipolares y las MOS.

En este artículo haremos primero un breve estudio de las memorias de acceso aleatorio y su clasificación, y describiremos después las características de las memorias que actualmente tenemos disponibles y sus posibles campos de aplicación.

## 2. CLASIFICACION DE LAS MEMORIAS DE ACCESO ALEATORIO

Se entiende por memorias de acceso aleatorio aquellas en las que el tiempo de escritura o lectura de cualquier posición es independiente de su situación de la misma. Su esquema de bloques se representa en la figura 1.

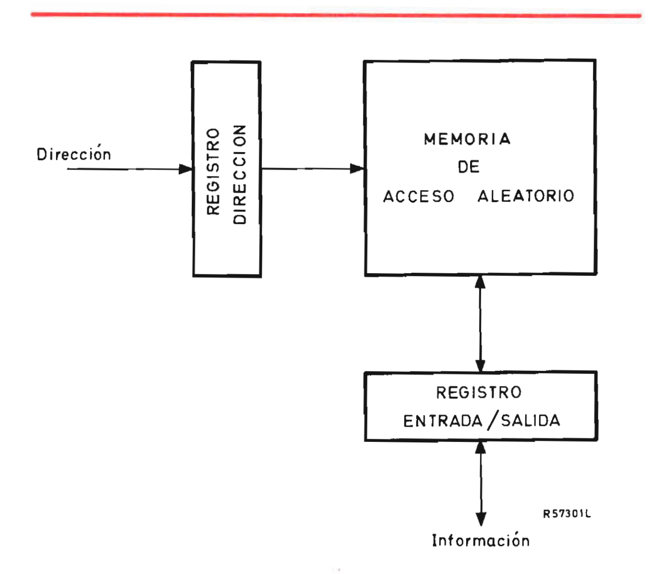



Figura 1. Diagrama de bloques de una memoria de acceso aleatorio.

De acuerdo con las características de las operaciones de escritura, las memorias de acceso aleatorio se pueden clasificar de la forma indicada en los siguientes apartados.

### 2.1. Memorias de escritura/lectura (R/W)

Son aquellas memorias en las que los tiempos necesarios para realizar una operación de escritura o lectura son del mismo orden.

Se subdividen en los siguientes tipos.

#### *2.1.1. Memorias de lectura y escritura no simultáneas*

En este tipo de memorias de escritura y lectura, solamente se puede seleccionar una sola posición de memoria al mismo tiempo y, por lo tanto, no es posible realizar la lectura de una posición y la escritura de otra simultáneamente.

Todas las memorias de escritura/lectura de capacidad superior a 1K son de este tipo.

#### *2.1.2. Memorias de escritura y lectura simultánea (Read While Write)*

Son aquellas memorias de escritura y lectura en las que el direccionamiento de la posición que se desea leer y la que se desea escribir son independientes. Por lo tanto se puede leer una posición y escribir otra simultáneamente.

Esto presenta especiales ventajas en la realización de la unidad aritmética de un sistema digital.

#### *2.1.3. Memorias de acceso múltiple (Multiport Memories)*

Son aquellas memorias de acceso aleatorio que se pueden direccionar a partir de diferentes sistemas externos. Esto presenta ventajas cuando se puede desear que la memoria entregue o reciba información de diferentes sistemas externos. Este tipo de memorias se utilizan exclusivamente como memoria central (*mainframe*) de los ordenadores, en especial en multiprogramación.

### 2.2. Memorias pasivas

Son aquellas memorias de acceso aleatorio en las que durante el funcionamiento sólo se puede realizar la operación de lectura.

Se pueden clasificar en los siguientes tipos.

#### *2.2.1. Memorias totalmente pasivas (ROM)*

Son aquellas memorias pasivas cuya información ha sido programada por el fabricante (*Read Only Memories*). Según la clase de aplicación pueden ser:

a) *Memorias ROM de aplicación general.* Son aquellas que por ser utilizadas en un elevado número de sistemas digitales se encuentran disponibles comercialmente. Un ejemplo de aplicación general es la conversión del código de 5 X 7 puntos realizado por nuestro circuito FDR 116Z1.
b) *Memorias ROM de aplicación específica.* Son aquellas cuya información es programada por el fabricante a petición de un determinado cliente. La principal aplicación de estas memorias es la realización de unidades de control microprogramadas. Un ejemplo de este tipo de memorias es la FDR 116Z.

#### *2.2.2. Memorias pasivas programables (PROM)*

Son aquellas memorias pasivas que pueden ser programadas por el utilizador una sola vez. (*Programmable Read Only Memory*).

En las más usuales el punto de memoria está constituido por un diodo. La programación consiste en la destrucción o no de dicho diodo haciendo pasar a su través en el primer caso una corriente suficiente para destruir su unión.

Su principal aplicación es la conversión de código y la realización de unidades de control programables en sistemas realizados alrededor de un microprocesador.

### *2.2.3. Memorias pasivas reprogramables (RPROM y EAROM)*

Son aquellas memorias pasivas que pueden ser programadas por el utilizador varias veces (*Reprogrammable Read Only Memories*). Se diferencian de las de escritura/lectura en que el tiempo de escritura es muy superior al de lectura.

Las de mayor utilización son programables mediante campos eléctricos (*Electrically Alterable Read Only Memories*).

Su principal aplicación está en la realización de unidades de control (*hardwired systems*) y para el almacenamiento de programas inalterables por falta de alimentación en sistemas programables diseñados alrededor de un microprocesador, al igual que las PROM.

## 3. MEMORIAS DE ACCESO ALEATORIO BIPOLARES

Las memorias de acceso aleatorio bipolares se caracterizan por ser las de tiempo de acceso menor y, por lo tanto, son las más idóneas para las aplicaciones indicadas en el apartado 1, es decir, como parte integrante de la unidad de control o de la unidad aritmética de los sistemas digitales programables (*computers*) o no programables (*hardwired systems*).

Se describen a continuación tres tipos de memorias de acceso aleatorio bipolares que tenemos en programa.

### 3.1. Memoria de acceso aleatorio GTB 3101 A

Esta memoria es de escritura/lectura no simultáneas y tiene una capacidad de 16 posiciones de 4 bits cada una. Está realizada en tecnología TTL Schottky (no saturada), por lo que su tiempo de acceso es como máximo de 35 ns. Puede ser conectada directamente a las puertas de tecnología TTL normal. En la figura 2 se representa el esquema de bloques del circuito GTB 3101 A.

La realización de unidades de memoria tomando como elemento básico este circuito es muy sencilla. Para ampliar el número de bits de cada posición por encima de cuatro es necesario solamente colocar un cierto número $N$ de circuitos en paralelo tal que $n = 4 \times N$, donde $n$ es el número de bits de la posición de memoria y $N$ es el número de circuitos GTB 3101 A.

En la figura 3 se representa el caso particular de $n = 8$ y $N = 2$.

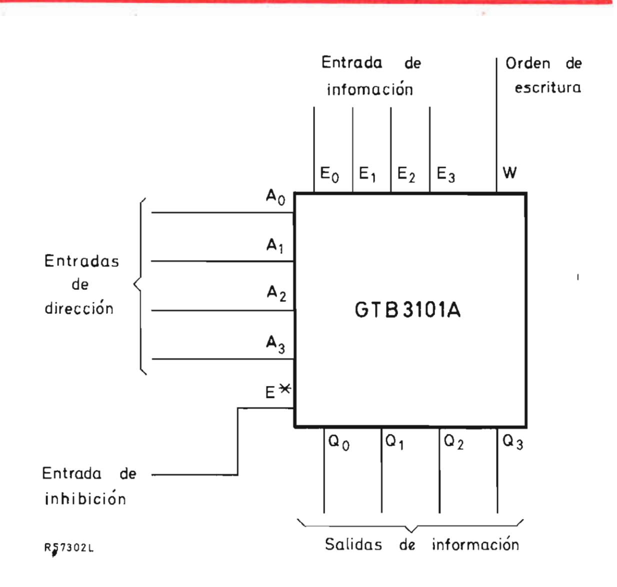



Figura 2. Memoria GTB 3101 A.

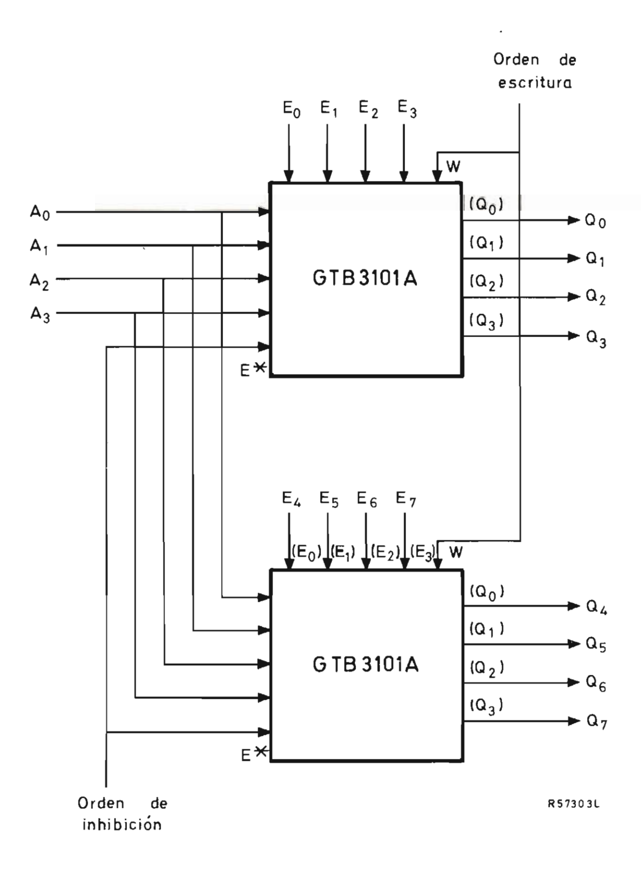



Figura 3. Unidad de memoria de 16 posiciones de 8 bits.

Para ampliar el número de posiciones se puede utilizar la entrada de inhibición E* (*chip enable*) y unir entre sí las entradas de información.

Estas últimas se pueden interconectar entre sí debido a que son de colector abierto (*open colector*). En la figura 4 se representa el esquema de una unidad de memoria de 16 X $N$ posiciones. Para seleccionar todas las posiciones se necesitan $m + 1$ variables de $A_0$ a $A_m$ tal que

$$2m + 1 = 16 . N$$

siendo $m + 1$ el número de variables de selección de dirección, y $N$, el número de circuitos GTB 3101 A. Las variables $A_0$ a $A_3$ son comunes a los $N$ circuitos GTB 3101A. La selección del circuito cuya información se presenta a la salida se realiza mediante un decodificador cuyas salidas se conectan a las entradas de inhibición $E^*$ (*chip enable*) de cada circuito.

En la figura 5 se representa el caso particular de $N = 2$ y $m = 4$.

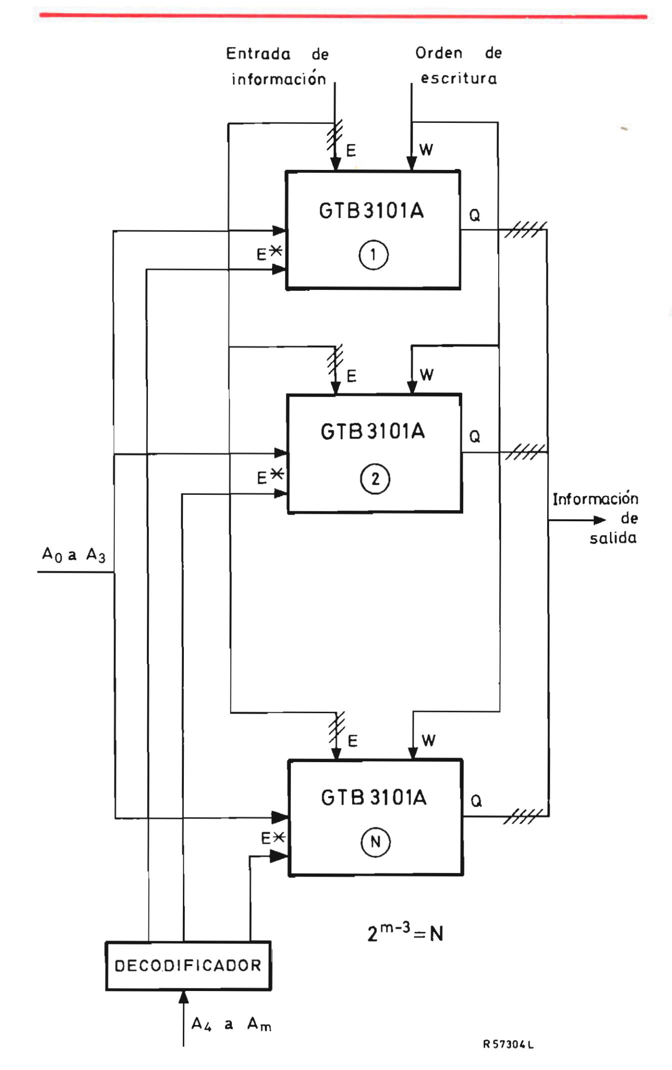



Figura 4. Unidad de memoria de 16.N posiciones de 4 bits.

### 3.2. Memoria GXB 10405

Esta memoria es de escritura/lectura no simultáneas y tiene una capacidad de 128 posiciones de 1 bit. Está realizada en tecnología de acoplamiento por emisor (ECL) que permite lograr un tiempo de acceso típico de 11 ns.

En la figura 6 se representa el esquema de bloques de esta memoria.

La ampliación del número de bits de cada posición se logra simplemente poniendo en paralelo el número adecuado de circuitos de una forma similar a la indicada para la memoria GTB 3101 A (fig. 3).

La ampliación del número de posiciones se realiza también de forma similar, con la diferencia de que por poseer el circuito GXB 10405 tres entradas de inhibición que han de tomar el valor cero simultáneamente para producir la no inhibición, se puede ampliar hasta $2^{10}$ posiciones, es decir, 1K sin necesidad de utilizar un decodificador.

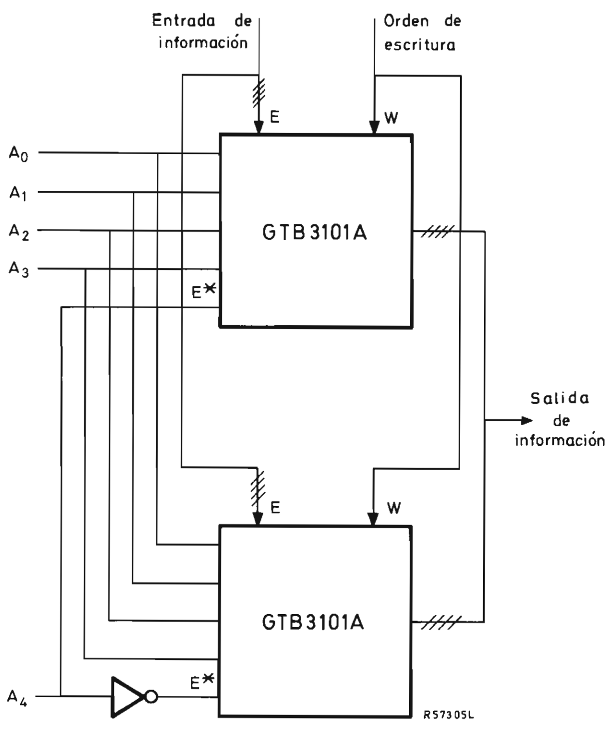



Figura 5. Unidad de memoria de 32 posiciones de 4 bits.

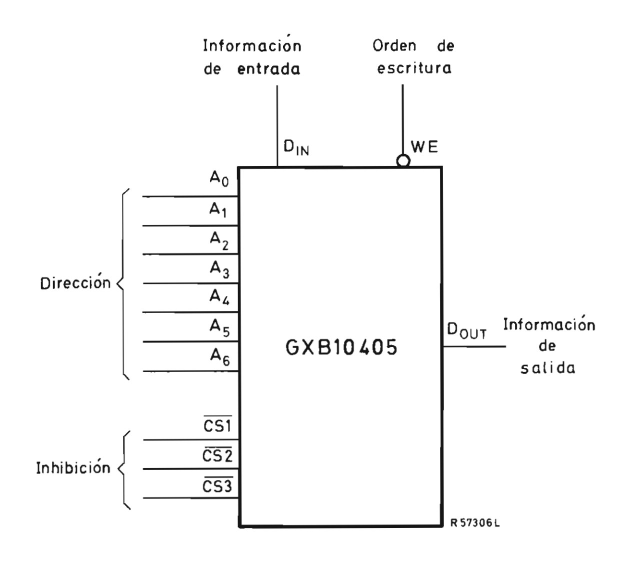



Figura 6. Memoria GXB 10405.

### 3.3. Memoria GTB 3601-1

Esta memoria es pasiva programable y tiene una capacidad de 256 posiciones de 4 bits cada una. Está realizada en tecnología DTL y TTL Schottky que permite un tiempo de acceso máximo de 50 ns (típico de 35 ns).

El esquema de bloques de esta memoria se da en la figura 7.

La ampliación del número de bits de cada posición por encima de cuatro se logra de forma similar a la indicada para la memoria GTB 3101 A (figura 3).

La ampliación de memoria se realiza a través de las dos entradas de inhibición. Las salidas de información son de colector abierto y por tanto, se pueden unir entre sí.

Otras características de esta memoria son:

– pequeña carga de entrada. Corriente 0,25 mA
– mínima reflexión de línea
– baja disipación de potencia, típicamente 0,5 mW/bit.

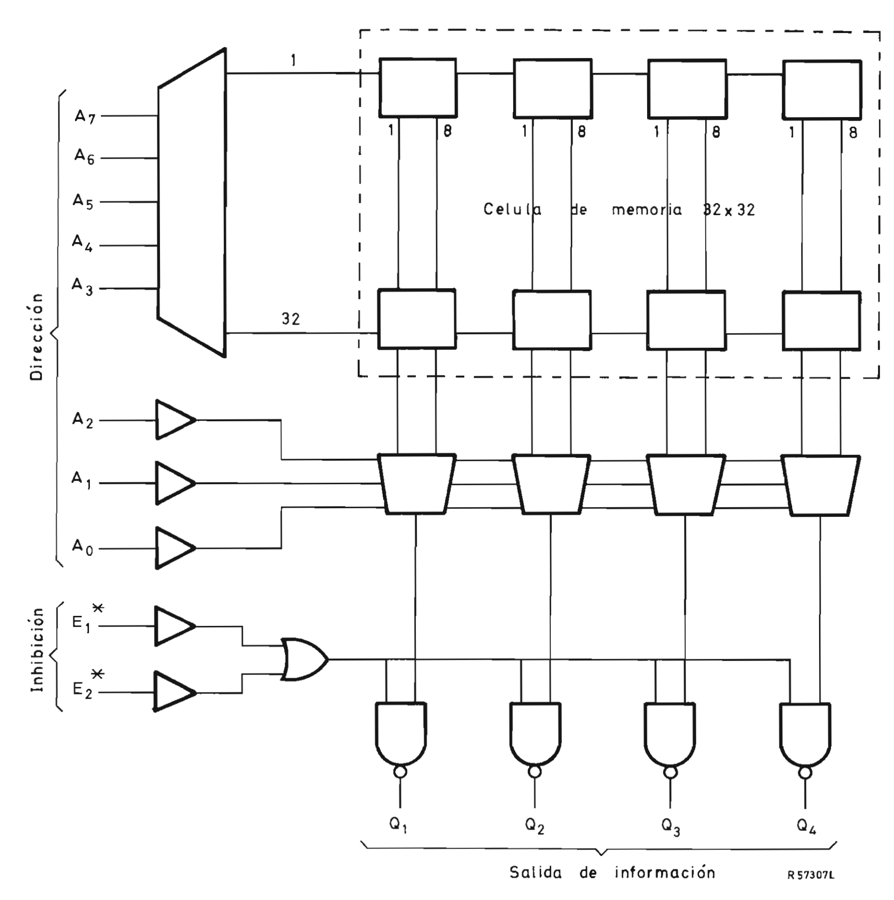
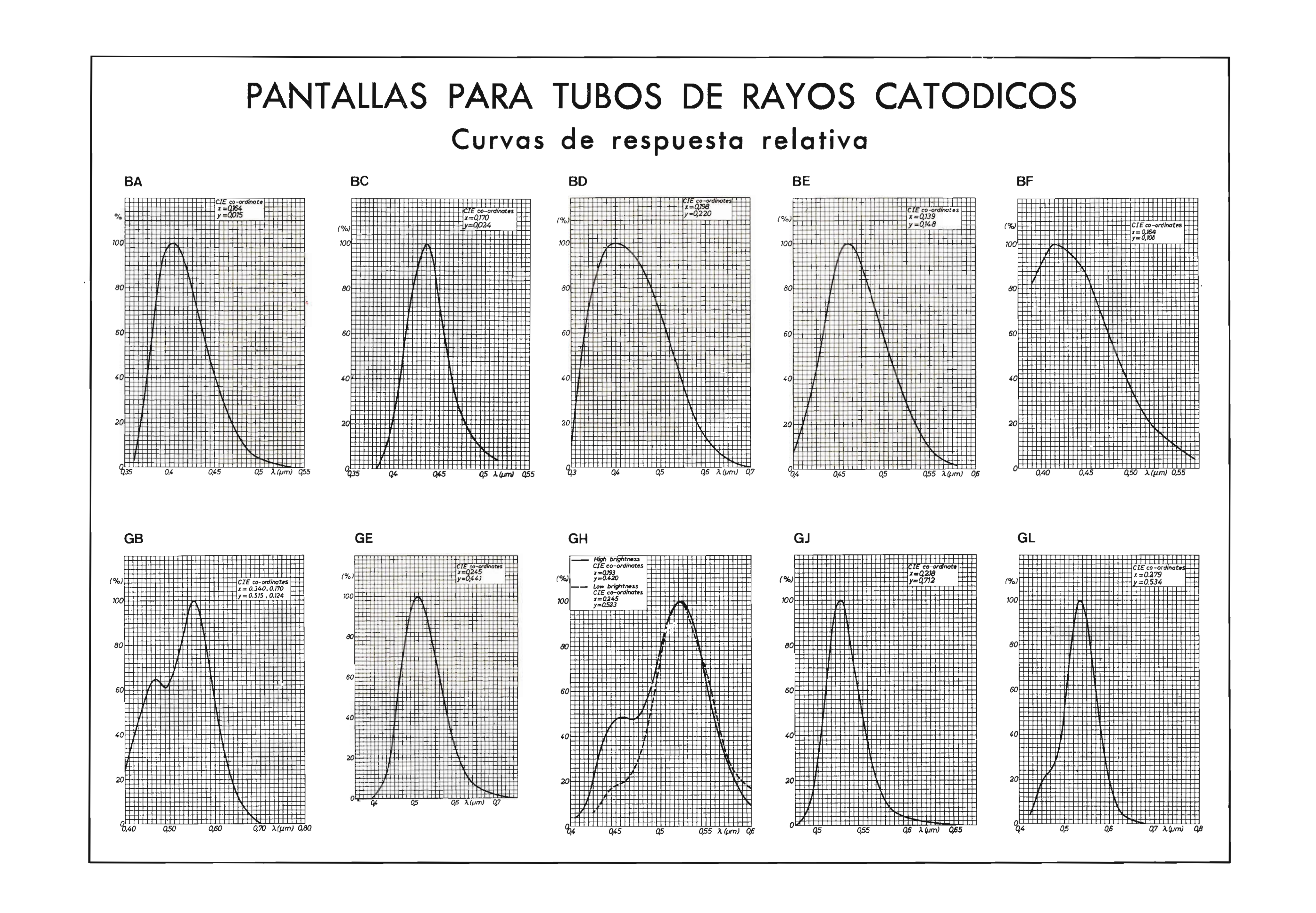


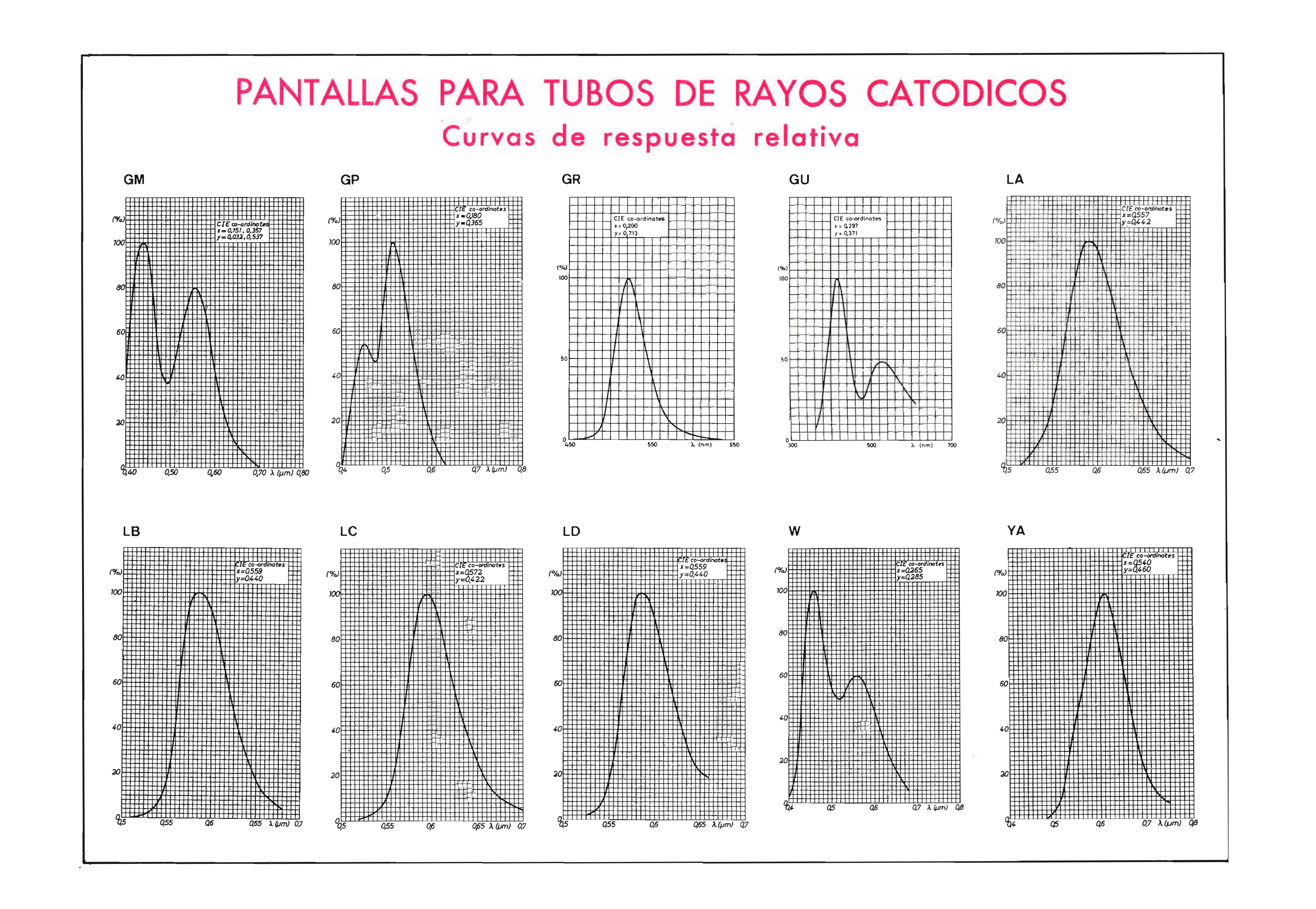

Figura 7. Memoria GTB 3601-1.



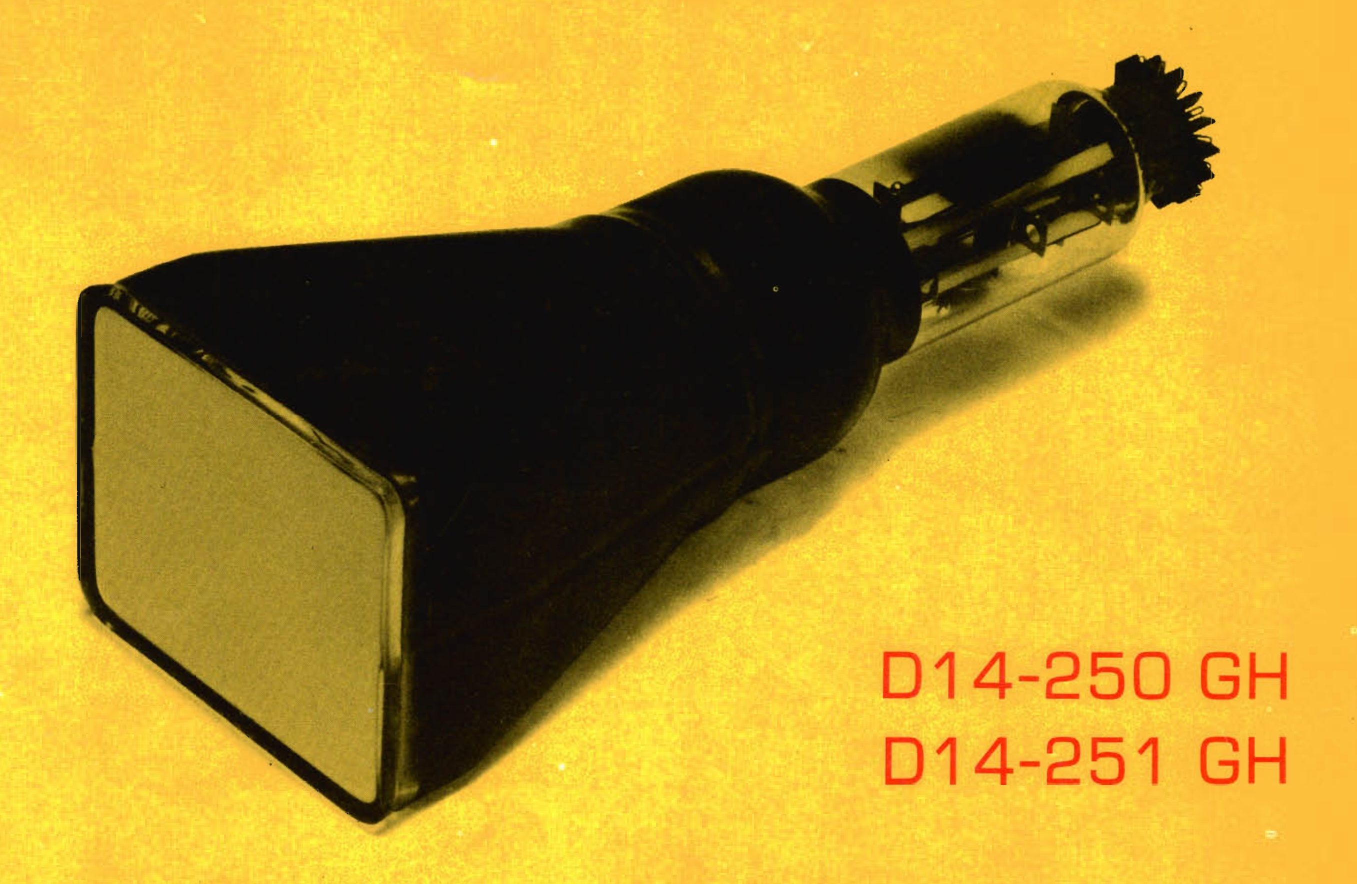
PANTALLAS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS
Curvas de respuesta relativa
BA
CIE co-ordinate
x = 0,164
y = 0,015
%
λ (μm)
BC
CIE co-ordinates
x=0,170
y=0,024
(%)
λ (μm)
BD
CIE co-ordinates
x=0,198
y=0,220
(%)
λ (μm)
BE
CIE co-ordinates
x=0,139
y=0,148
(%)
λ (μm)
BF
CIE co-ordinates
x=0,164
y=0,108
(%)
λ (μm)
GB
CIE co-ordinates
x = 0.340, 0.170
y = 0.515, 0.124
(%)
λ (μm)
GE
CIE co-ordinates
x=0,245
y=0,441
(%)
λ (μm)
GH
High brightness
CIE co-ordinates
x=0.193
y=0.420
Low brightness
CIE co-ordinates
x=0.245
y=0.523
(%)
λ (μm)
GJ
CIE co-ordinate
x=0,218
y=0,712
(%)
λ (μm)
GL
CIE co-ordinates
x=0.279
y=0.534
(%)
λ (μm)

# PANTALLAS PARA TUBOS DE RAYOS CATODICOS

## Curvas de respuesta relativa



# NUEVOS TUBOS DE RAYOS CATODICOS CON PANTALLA RECTANGULAR




**Ventajas de los tubos de rayos catódicos rectangulares**

- ahorro de superficie en el panel frontal del instrumento
- ahorro de espacio en el interior del instrumento
- posibilidad de presentación más moderna y eficiente.

El empleo de tubos de rayos catódicos con pantalla rectangular adquiere cada día mayor importancia debido a que se tiende actualmente a construir aparatos compactos y de reducido tamaño. Además de ofrecer una presentación más moderna, el tubo de rayos catódicos rectangular permite un mejor aprovechamiento de la superficie del panel frontal y del espacio interior del aparato.
Hasta ahora el empleo de pantallas rectangulares ha estado limitado a los tubos destinados a instrumentos de mediano y elevado ancho de banda, provistos de mandos para regulación y de posdesviación. Las mejoras tecnológicas introducidas en la producción de tubos de rayos catódicos permite ahora aplicar pantallas rectangulares a tipos económicos, con monoaceleración, para instrumentos de pequeño ancho de banda.

El tubo de rayos catódicos D14-250GH, es un tubo rectangular diseñado para ser empleado en osciloscopios con un ancho de banda de hasta 10 MHz. Tiene una pantalla útil de 10 X 8 cm y, para una tensión de aceleración típica de 2 kV, los coeficientes de desviación son de 24 V/cm (horizontal) y 13 V/cm (vertical). La longitud total del tubo, incluido soporte, es de 331 mm. Las características del filamento son: 6,3 V y 300 mA.

El tubo de rayos catódicos D14-251GH, es idéntico al anterior, salvo el filamento (6,3 V, 95 mA).

Estos nuevos tubos tienen las mismas dimensiones que el D14-260GH, lo que permite la construcción de osciloscopios en dos estilos (uno para 0-10 MHz y otro para 0-15-20 MHz) empleando análogo chasis y mueble.

# REVISTA Miniwatt

Vol. 14-Núm. 10 NOVIEMBRE 1975 30 Ptas.







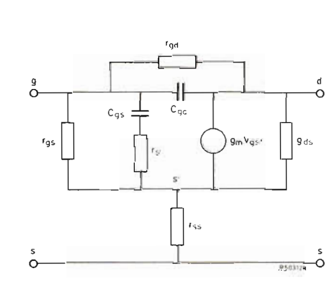


## PARAMETROS DE LOS TRES CIRCUITOS BASICOS DE LOS TRANSISTORES DE EFECTO DE CAMPO

| circuito | surtidor común | puerta común | drenador común |
|---|---|---|---|
| admitancia de entrada $y_{11} = y_i$ | $y_{is} = j\omega(C_{gs} + C_{dg}) + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$ | $y_{ig} = j\omega(C_{gs} + C_{dg}) + g_{ds} + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs} + g_m$ | $y_{id} = j\omega(C_{gd} + C_{gs}) + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$ |
| admitancia de transferencia inversa $y_{12} = y_r$ | $y_{rs} = -j\omega C_{dg}$ | $y_{rg} = -g_{ds} - j\omega C_{ds}$ | $y_{rd} = -j\omega C_{gs} - \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$ |
| admitancia de transferencia directa $y_{21} = y_f$ | $y_{fs} = g_m - j\omega C_{dg}$ | $y_{fg} = -g_m - g_{ds} - j\omega C_{ds}$ | $y_{fd} = -g_m - j\omega C_{gs} - \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$ |
| admitancia de salida $y_{22} = y_o$ | $y_{os} = g_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{dg})$ | $y_{og} = j\omega(C_{dg} + C_{ds}) + g_{ds}$ | $y_{od} = j\omega(C_{ds} + C_{gs}) + g_{ds} + \omega^2 C_{gs}^2 r_{gs}$ |

Subíndices

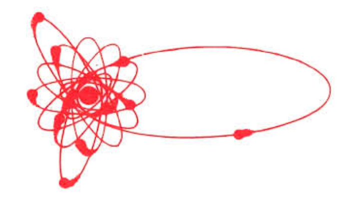
- $i$ = entrada
- $o$ = salida
- $d$ = drenador
- $g$ = puerta o graduador
- $s$ = surtidor
- $f$ = surtidor directo
- $r$ = surtidor inverso




circuito equivalente

# REVISTA Miniwatt

**Publicación de aplicaciones electrónicas**



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación.
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

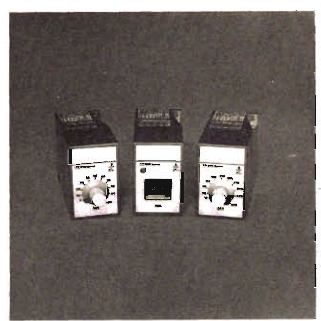
DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7





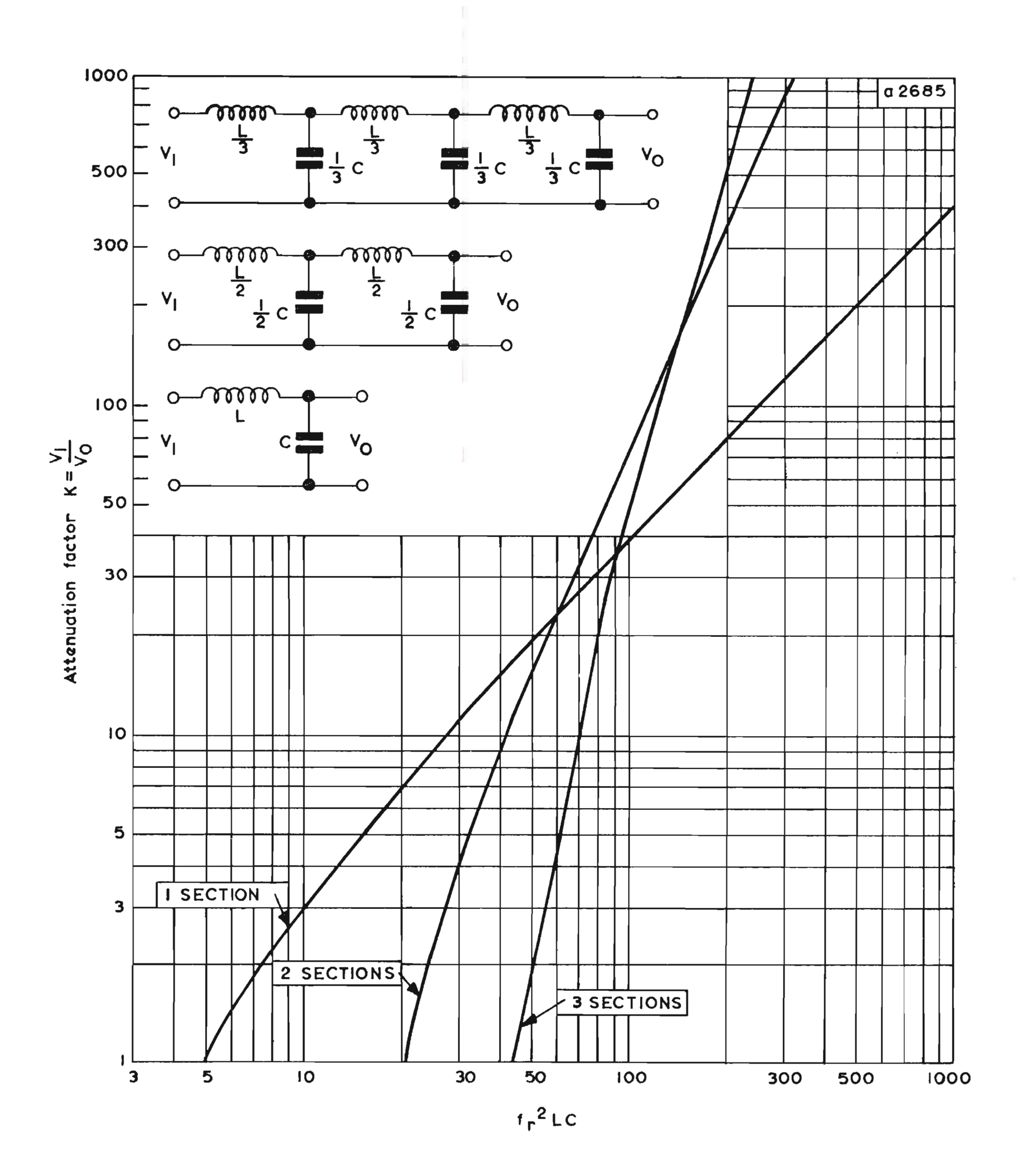
Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



Nuevos temporizadores para control industrial que funcionan a 220 V. Cada módulo consta de un temporizador electrónico y de un relé con conmutador inversor.

# ÍNDICE




Factor de atenuación en filtros LC (L en H y C en $\mu$F)

# TECNOLOGIA LOCMOS

*En este artículo se hace un repaso de los últimos desarrollos en la tecnología de circuitos lógicos y se explican las ventajas que aporta la tecnología LOCMOS.*

**Problemas actuales en diseños lógicos**

No hace mucho tiempo, el diseñador podía elegir relativamente poco entre las familias lógicas disponibles en cuanto a velocidades y consumo de potencia posibles. En los dos o tres últimos años han aparecido nuevas familias con especificaciones que se solapan y dificultan la elección de la familia más adecuada a un conjunto de condiciones dadas.

Antes, para aplicaciones de elevada velocidad se elegía la lógica de acoplamiento por emisor (ECL) con retardos de propagación de puerta de uno a tres nanosegundos; el consumo era de unos 30 mW por puerta, más el circuito de compensación para estabilidad de tensión y temperatura. Para control industrial y para periféricos y pequeños computadores, la lógica normalizada transistor-transistor (TTL) era la mejor. Los retardos de 10 ns eran tolerables y la disipación de potencia de 10 mW de puerta no presentaba problemas. Había mucha flexibilidad y se disponía de una gran variedad de circuitos integrados de pequeña y media escala.

Para bajas potencias, donde la velocidad no era importante, el diseñador elegía normalmente la serie 74L, una familia de baja potencia que funciona con un milivatio por puerta aproximadamente pero que pocas veces podía hacerse trabajar a más de unos 30 ms. La serie 74H permitía diseños más rápidos a expensas de mayor consumo, de modo que podían obtenerse 5 ns y 20 mW por puerta.

Con la aparición de nuevas familias lógicas, no sólo se solapan sus especificaciones, sino que existe la dificultad de no compatibilidad entre familias, de modo que es prácticamente imposible mezclar en la misma placa por ejemplo, la capacidad de baja potencia de la lógica semiconductor-óxido-metal complementario (CMOS) con la capacidad de nanosegundos de la lógica de acoplamiento por emisor (ECL). Además, las características de la fuente de alimentación varían, las capacidades de excitación nunca son las mismas, etc.

La nueva familia LOCMOS simplifica el diseño de circuitos lógicos, como veremos más adelante.

**Dos tecnologías básicas**

En la tecnología de los semiconductores, el transistor, este pequeño trozo de material cristalino que amplifica o conmuta corriente eléctrica, es una invención de hace unos 25 años y con él empezó la revolución del estado sólido. Aunque se utiliza como componente discreto, está abriendo camino al circuito integrado en el que muchos transistores, así como diodos y otros elementos de circuito se fabrican en un único chip de silicio mediante una serie de procesos fotolitográficos y de difusión.

Hay dos procesos fundamentales para la fabricación de circuitos integrados. Estos son:

- bipolar, y
- semiconductor-óxido-metal.

*Proceso bipolar*

El proceso bipolar es uno de los dos procesos fundamentales para la fabricación de circuitos integrados. Un circuito integrado bipolar consta de capas de silicio cuyas características eléctricas son diferentes. Circula corriente entre las capas si se aplica una tensión a la "unión" o límite entre las capas.

*Lógica transistor-transistor (TTL)*

Con mucho, la lógica bipolar que ha dado mejores resultados es la lógica transistor-transistor, cuyo nombre, como en otras familias de circuitos integrados digitales deriva de la forma como se combinan sus componentes para formar los elementos lógicos. Los circuitos integrados digitales resuelven problemas manipulando señales eléctricas que representan bits de información. La lógica TTL básica es un producto ya superado, pero se espera que las versiones más rápidas y de baja potencia amplíen la vida de la lógica TTL a los años 1980.

*Lógica de acoplamiento por emisor (ECL)*

La lógica de acoplamiento por emisor es una familia de circuitos integrados digitales bipolares, con unos 10 años de existencia, que utiliza un diseño más complejo que la lógica TTL para obtener mayores velocidades. La lógica de acoplamiento por emisor es cara, de baja potencia y difícil de utilizar, pero puede llegar a ser importante en la próxima generación de grandes computadores porque es cuatro veces más rápida que la TTL.

*Lógica de inyección integrada ($I^2L$)*

La lógica de inyección integrada es el último desarrollo de la lógica bipolar. Aunque se ha utilizado en numerosos circuitos satisfactorios, todavía está en sus comienzos. Para integración de gran escala (LSI), la lógica $I^2L$ permite integrar más de 1000 funciones de puerta en un sólo chip. La tecnología $I^2L$, que fue desarrollada por los Laboratorios de Investigación Philips, permite también combinar en el mismo chip funciones digitales y analógicas.

*Procesos semiconductor-óxido-metal (MOS)*

El segundo proceso fundamental para la fabricación de circuitos integrados es la técnica semiconductor-óxido-metal. La parte activa de un chip MOS se encuentra en su superficie, donde un electrodo puerta aplica una tensión a una delgada capa situada debajo para crear un "canal" temporal a través del cual puede circular corriente.

*PMOS*

La tecnología MOS más antigua emplea un canal de material de tipo P, en el que la circulación de corriente se hace por medio de cargas positivas. Debido a que la acción en un circuito MOS se realiza cerca de la superficie, la contaminación, que sería de poca importancia en un dispositivo bipolar, causó serios problemas en los primeros días de la técnica MOS.

*NMOS*

La lógica MOS de canal N, donde la corriente circula en forma de cargas negativas, ha entrado ahora en producción. Es dos o tres veces más rápido que los circuitos PMOS, pero el control de la fabricación es más difícil que con PMOS. Estos problemas no han sido resueltos todavía.

*MOS complementario (CMOS)*

En los circuitos integrados monolíticos que utilizan transistores bipolares, no ha sido posible aprovechar las

numerosas ventajas de los circuitos de simetría complementaria debido a factores tecnológicos que dificultan la fabricación de transistores PNP y NPN optimizados en el mismo substrato. Sin embargo, las ventajas del circuito de simetría complementaria pueden aprovecharse integrando transistores compatibles de canal P y de canal N en un mismo substrato monolítico para crear un circuito integrado que es tan rápido como un circuito NMOS y que consume mucha menos potencia.

Los circuitos CMOS, en configuraciones que comprenden lógica y memoria son perfectamente adecuados para aplicaciones digitales y se caracterizan por su pequeño consumo en reposo, por su retardo de propagación relativamente corto, excelente inmunidad a ruido, gran cargabilidad de salida y funcionamiento con una

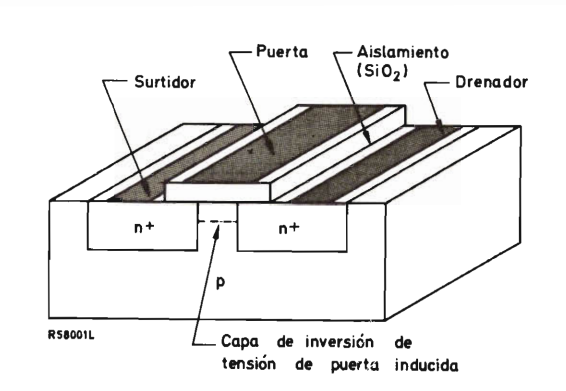



Figura 1. Sección de un transistor de efecto de campo MOS.

| | *TTL normalizada* | *CMOS alimentación 5 V* | *CMOS alimentación 10 V* |
|---|---|---|---|
| Retardo de propagación | 10 ns | 35 ns | 25 ns |
| Frecuencia de flip-flop | 35 MHz | 5 MHz | 10 MHz |
| Potencia de reposo | 10 mW | 10 nW | 10 nW |
| Inmunidad a ruido | 1 V | 2 V | 4 V |
| Cargabilidad de salida | 10 | 50 | 50 |

sola fuente de alimentación dentro de un amplio margen de tensión. Las características de los circuitos lógicos y de memoria CMOS son relativamente inmunes a las variaciones de temperatura.

**Principios básicos del MOSFET**

El bloque básico de los circuitos lógicos CMOS es el par complementario inversor MOS que consta de un par de transistores de efecto de campo de puerta aislada de tipo de enriquecimiento, de canal N y canal P, que utilizan electrodos de puerta de metal.

Los transistores de efecto de campo combinan las ventajas inherentes de los dispositivos de estado sólido (pequeño tamaño, bajo consumo de potencia y robustez mecánica) con una impedancia de entrada muy alta. A diferencia de los dispositivos bipolares en que el funcionamiento depende de la interacción de dos tipos de portadores de carga, huecos y electrones, los transistores de efecto de campo son dispositivos unipolares; es decir, su funcionamiento depende básicamente de un sólo tipo de portadores de carga, huecos en los dispositivos de canal **P** y electrones en dispositivos de canal N.

Los primeros modelos de transistores de efecto de campo utilizaban una unión semiconductora polarizada en sentido inverso como electrodo de control. En los transistores de efecto de campo MOS, la "puerta" de control metálica está separada del "canal" semiconductor por medio de una capa de óxido aislante. Una de las principales características de la estructura semiconductor óxido-metal es que la elevada resistencia de entrada de los transistores MOS (a diferencia de los transistores de efecto de campo con puerta de unión) no es afectada por la polaridad de la polarización aplicada el electrodo de control (puerta). Además, las corrientes de fuga asociadas con el electrodo de control aislado son prácticamente insensibles a las variaciones de la temperatura ambiente. Debido a sus propiedades, los transistores de efecto de campo MOS son particularmente apropiados para aplicaciones de conmutación digital, así como para amplificadores lineales de tensión y atenuadores de tensión controlada.

El funcionamiento de los dispositivos de efecto de campo puede explicarse en términos de un concepto de control de cargas. El electrodo metálico de control, que se llama puerta, actúa como una placa de un condensador. Una carga situada en la puerta induce una carga igual pero de signo contrario en la placa semiconductora, o canal, situada debajo de la puerta. Así, la carga

inducida en el canal puede utilizarse entonces para controlar la conducción entre dos contactos óhmicos, llamados surtidor y drenador, situados en extremos opuestos del canal.

El transistor de efecto de campo tipo MOS utiliza un electrodo metálico puerta separado del material semiconductor mediante un aislante. Igual que la unión N-P, este electrodo puerta aislado puede variar el canal surtidor-drenador de portadores activos si se aplican adecuadas tensiones de polarización. Sin embargo, el electrodo aislado de puerta puede aumentar también la conductividad del canal sin que aumente la corriente de entrada en reposo ni disminuya la ganancia de potencia.

Los dos tipos básicos de transistores de efecto de campo MOS son: el de empobrecimiento y el de enriquecimiento. En este tipo, la puerta debe estar polarizada en sentido directo para producir portadores activos y permitir la conducción a través del canal. Normalmente el canal no conduce si la polarización de puerta es igual a cero o en sentido inverso.

Debido a que los transistores MOS se pueden fabricar de modo que se utilice la conducción de electrones (canal N) o la conducción de huecos (canal P), son posibles dos clases de transistores de efecto de campo MOS de tipo de enriquecimiento.

Un transistor MOS del tipo de enriquecimiento de canal N (la inversión de las regiones de tipo N y de tipo P produciría un transistor del tipo de enriquecimiento de canal P) normalmente no conduce hasta que se aplique al electrodo puerta una tensión suficiente de polaridad correcta. Si se aplica una tensión de polarización positiva a la puerta de un transistor de enriquecimiento de canal N, atrae electrones hacia la región de canal situada debajo de la puerta. Si se aplica suficiente tensión, esta región de canal pasa de tipo P a tipo N y proporciona una vía de conducción entre las regiones surtidor de tipo P y drenador de tipo N. (En un transistor de enriquecimiento de canal P, la aplicación de una tensión de polarización negativa atrae huecos hacia la región situada debajo de la puerta, de modo que esta región canal pasa de tipo N a tipo P y proporciona una vía de conducción surtidor-drenador.)

## El inversor CMOS

El inversor CMOS que se muestra en la figura 3 funciona del siguiente modo. Con una tensión de alimentación positiva $V_{DD}$, si se aplica una tensión positiva a la entrada $V_i$ (estado lógico "1"), el transistor de canal N pasa a conducción mientras que el transistor de canal P no conduce. Así, la tensión de salida es igual a cero (estado lógico "0"). Si ahora la tensión de entrada se hace cero ("0"), el transistor de canal P pasa a conducción y el transistor de canal N se bloquea. La tensión de salida es ahora $V_{DD}$ ("1"). Por tanto, los dos transistores MOS se comportan como conmutadores, y la corriente en el circuito está determinada por la muy débil corriente de fugas del transistor MOS bloqueado. La corriente tiene un valor mayor sólo temporalmente, durante la conmutación cuando ambos transistores conducen por un corto período y en cuyo momento se produce cierta disipación.

## Ventajas de los circuitos CMOS

La ventaja de un circuito CMOS es que los valores de la resistencia del canal pueden ser pequeños y por consiguiente la conmutación muy rápida, y la corriente de reposo y por tanto el consumo de potencia en reposo es prácticamente igual a cero. Otras ventajas de los circuitos

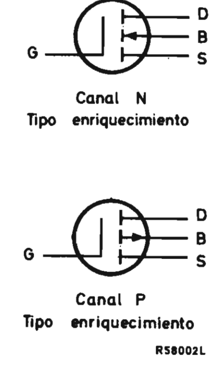



Figura 2. Símbolos de transistores MOS. G = puerta, D = drenador, B = substrato, S = surtidor.

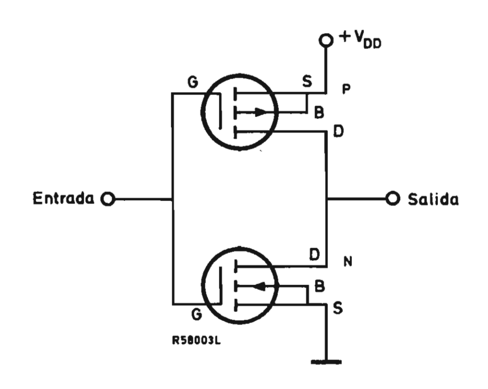



Figura 3. Circuito inversor de simetría complementaria que utiliza transistores MOS.

CMOS comparados con los circuitos MOS corrientes son la inmunidad a fluctuaciones en la tensión de entrada o en la tensión de alimentación. La sensibilidad a las fluctuaciones de la tensión de entrada es baja debido a que la tensión de entrada para la que el circuito pasa de un estado lógico a otro es igual a la mitad de la tensión de alimentación aproximadamente, mientras que la transición real tiene lugar en un margen muy pequeño de la tensión de entrada. También es fácil hacer que un circuito CMOS sea compatible con otros circuitos lógicos tales como los TTL.

**CMOS normalizado**

Por todas estas ventajas los transistores CMOS serían muy adecuados para circuitos integrados, si no fuera por el hecho de que con las mismas tolerancias la densidad de encapsulado es menor que para los transistores MOS ordinarios.

Bandas protectoras rodean y separan los dispositivos MOS, diodos y demás elementos o combinaciones de dispositivos MOS que están interconectados a través de zonas de difusión comunes con el fin de evitar fugas. Todos los dispositivos de canal P deben estar rodeados por una banda protectora continua de tipo $N^+$, que sirve también como túnel que facilita el paso de corriente desde la fuente de alimentación externa $V_{DD}$ a través del substrato de tipo N a cada dispositivo de canal P conectado a la alimentación externa. De la misma forma, bandas protectoras muy dopadas $P^+$ rodean todos los dispositivos de canal N, y facilitan el paso de corriente desde la alimentación externa $V_{SS}$ a través de la región P a cada dispositivo de canal N conectado a masa. El contacto al substrato de tipo N puede hacerse a través de la banda protectora $N^+$ y el retorno al terminal $V_{DD}$; el contacto a la región de tipo P puede hacerse a través de la banda protectora $P^+$ y el retorno al terminal de masa. Las bandas protectoras pueden ser franjas estrechas, o si el espacio lo permite, grandes zonas de difusión que reducen al mínimo la resistencia en las líneas de alimentación $V_{DD}$ y $V_{SS}$. Las bandas de protección sirven también para evitar canales parásitos, asegurando de este modo el corte completo del dispositivo.

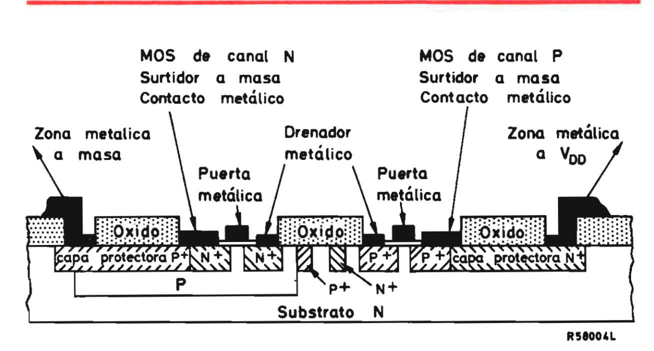



Figura 4. Sección de un par complementario que muestra el uso de bandas protectoras.

**Resumen de características de los circuitos lógicos CMOS**

*–Baja potencia*

La corriente de reposo neta, que está determinada por la corriente de fugas del dispositivo en "bloqueo", es del orden de nanoamperios. Del mismo modo, al conmutar se requiere poca potencia ya que ambos transistores sólo conducen parcialmente. Los circuitos lógicos CMOS consumen menos potencia que los TTL normalizados, como mínimo $10^6$ menos en condiciones estáticas, con una disipación de potencia por puerta de sólo unos 10 nW.

*–Elevada inmunidad a ruido*

Los circuitos lógicos CMOS tienen una característica de transferencia casi ideal y un corte muy acusado entre un estado lógico "0" y un estado lógico "1". Unas cuatro veces mejor que los TTL. Los circuitos lógicos CMOS se emplean satisfactoriamente en aplicaciones del automóvil y control de procesos industriales, donde su funcionamiento no es afectado por la presencia de elevado ruido eléctrico.

*–Ancho margen de tensión de alimentación*

Con circuitos CMOS se puede utilizar una tensión de alimentación de 3 a 15 V. En aplicaciones industriales, esto significa que las costosas fuentes de alimentación de reducida tolerancia pueden sustituirse por una fuente de alimentación barata no estabilizada.

Como sustitución de los circuitos TTL, es bien sabido que los circuitos CMOS son mucho más baratos. Pero lo que no es tan conocido de los circuitos CMOS es su capacidad para funcionar a velocidades relativamente elevadas con una mayor pero todavía moderada disipación de potencia. En efecto, los circuitos CMOS tienen un producto de potencia por retardo de propagación menor que cualquier otra familia lógica. Operando precisamente por debajo de velocidades TTL, los circuitos CMOS integrados de media o gran escala, pueden efectuar las mismas funciones lógicas que los circuitos TTL pero con la ventaja de menor consumo, elevada inmunidad a ruido y menor coste.

Sin embargo, al estar compuestos de estructuras com-

plementarias, los circuitos CMOS requieren un dispositivo adicional para entrada de puerta respecto a otras estructuras MOS, así como una región aislante adicional. Como consecuencia, su densidad es sólo un tercio de la de otros dispositivos. Por eso se utilizan circuitos CMOS en aplicaciones donde se desea una potencia extremadamente baja, donde puede utilizarse integración a media escala, y donde no es esencial gran velocidad –en otros términos, en el sector industrial y de comunicaciones.

## CMOS en integración a gran escala (LSI) con oxidación local de silicio (LOCOS)

Se observó que se podía obtener reducción de la superficie utilizando una técnica de oxidación local denominada LOCOS, desarrollada en los Laboratorios de Investigación Philips. Este proceso se puede controlar de modo que puedan fabricarse circuitos LSI (integración de gran escala).

En la técnica LOCOS, se reviste el substrato de silicio con una capa de nitruro de silicio, la cual se utiliza como máscara en una oxidación posterior del silicio cuando se forma una capa de óxido de silicio en los lugares donde se ha eliminado el nitruro de silicio. La mayor parte de este óxido penetra en el silicio y da lugar a una buena separación entre las regiones de diferente dopado. Ocupa menos espacio que la difusión aislante convencional.

Ahora describiremos el proceso utilizado para la fabricación de circuitos CMOS mediante la técnica LOCOS –a la que denominamos "tecnología LOCMOS". El material de partida es una placa de silicio de tipo N cuya superficie tiene la orientación "100". Una superficie con esta orientación generalmente tiene muy pocos estados de superficie, y se forma poca carga en el óxido desarrollado encima de ella; esto proporciona una baja y reproducible tensión umbral. La placa se recubre primero con una delgada capa de nitruro de silicio, el cual seguidamente se elimina de los lugares donde ha de formarse el óxido aislante y entonces se oxida el silicio hasta que la capa de óxido tenga 1,8 $\mu$m de espesor (figura 5).

El paso siguiente consiste en suprimir el nitruro de los lugares donde tienen que formarse las islas P para los transistores de canal N. Después, en estos lugares se producen regiones tipo P mediante una técnica especial (figura 6).

En esta técnica, el silicio se dopa con boro de modo que la concentración de boro en la superficie tenga el valor necesario para el buen funcionamiento del transistor MOS, mientras que el máximo del perfil de concentración se sitúa a unos 1,5 $\mu$m por debajo de la superficie. Esta disposición evita la formación de canales parásitos de tipo N a lo largo del óxido LOCOS. Con este método no hay necesidad de utilizar bandas de protección.

Después de la difusión de tipo P, se elimina el resto del nitruro, y se forma térmicamente una delgada capa de óxido. Entonces se aplica una capa policristalina de silicio. A continuación se dopa la capa policristalina con fósforo para hacer un conductor de tipo N y se efectúa una grabación para los electrodos y parte de las interconexiones (fig. 7); el dopado es necesario para proporcionar una baja resistencia en serie a los conductores y así una elevada velocidad de conmutación.

El siguiente paso del proceso consiste en producir las regiones de surtidor y drenador de tipo P por difusión de boro a través de ventanas previamente abiertas en la capa de óxido (fig. 8). Puesto que estos electrodos son pequeños, las capacidades parásitas son pequeñas, lo que también contribuye a una elevada velocidad de conmutación.

Después de la difusión de boro, se forma de nuevo una delgada capa de óxido en estas regiones. De forma similar se realizan seguidamente las regiones surtidor y

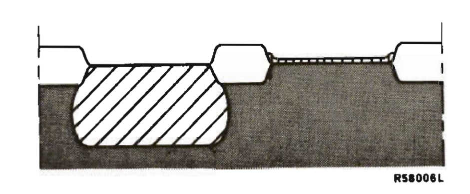



Figura 6.

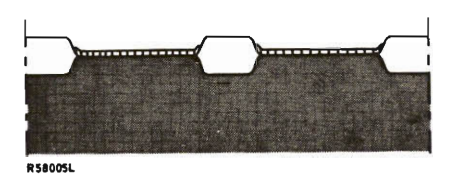



Figura 5.

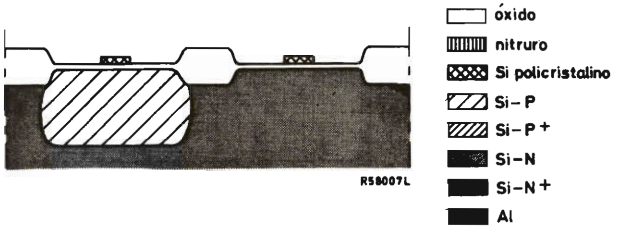



Figura 7

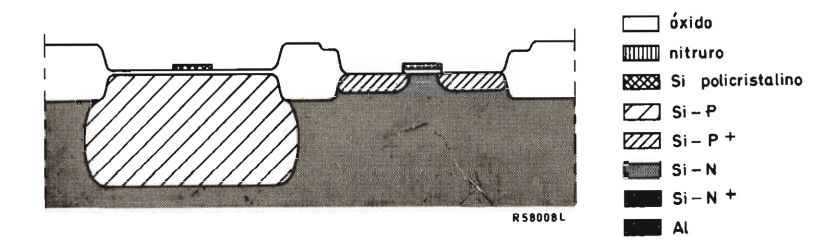



Figura 8.

drenador de tipo N con una difusión de fósforo (fig. 9).

Después se deposita pirolíticamente una capa de dióxido de silicio, y se graban en éste aberturas que permitan el contacto entre los electrodos y el interconexionado (fig. 10).

Finalmente, se aplica una capa de aluminio por evaporación al vacío y de ésta se obtiene mediante grabado la red de interconexión (fig. 11).

## Densidad de encapsulado LOCMOS

En la figura 12 se muestra un circuito CMOS con puertas de metal. Aquí, las bandas protectoras $N^+$ y $P^+$ rodean los canales P y N respectivamente.

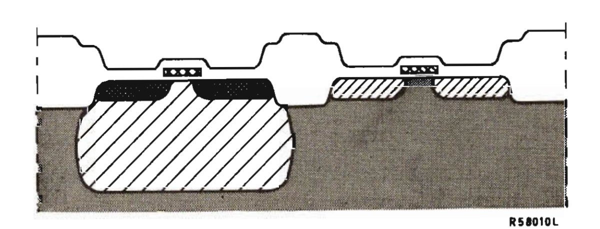



Figura 10.

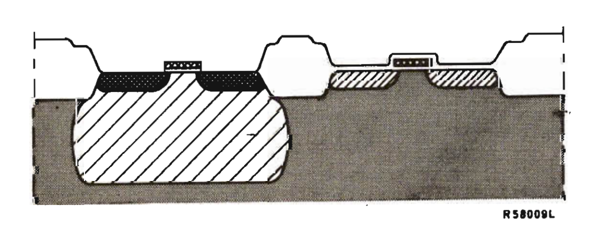



Figura 9.

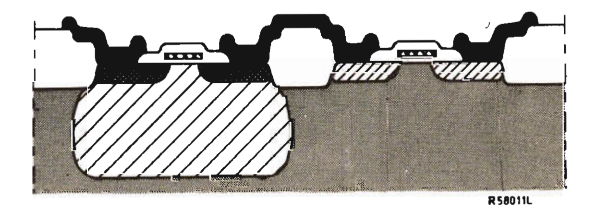



Figura 11.

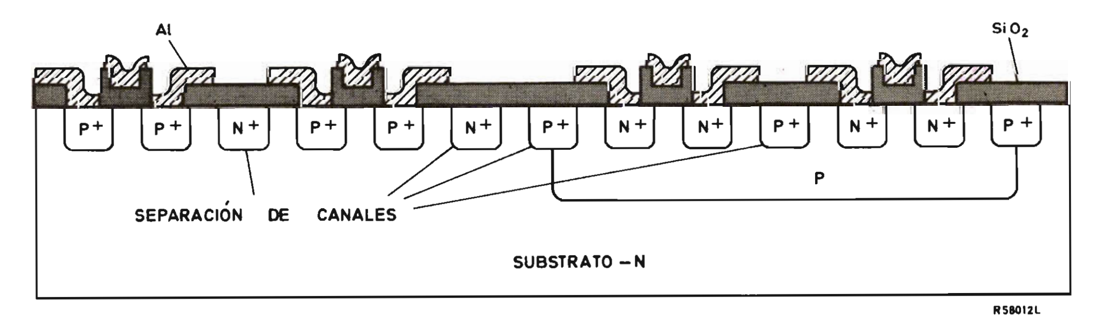



Figura 12. Circuito integrado CMOS con puerta metálica.

En la figura 13, la puerta de silicio aumenta el rendimiento debido al autoalineamiento de la puerta y a la reducida capacidad, pero las bandas protectoras requeridas limitan el ahorro de superficie.

El resultado es una elevada densidad de encapsulado y una mayor velocidad interna. Una ventaja más de los procesos de puerta de silicio es la inherente facilidad de tener dos placas aisladas (polisilicio y aluminio) para interconexiones. Se puede ver que el proceso LOCMOS es muy interesante para integración a gran escala.

La tecnología LOCMOS combina una puerta de silicio con oxidación local para reducir el área del chip, como se muestra en la figura 14, sustituyendo las bandas protectoras por óxido de silicio. Puesto que la región LOCMOS penetra en la placa de silicio, los huecos de contacto pueden solapar la región LOCOS sin miedo de que

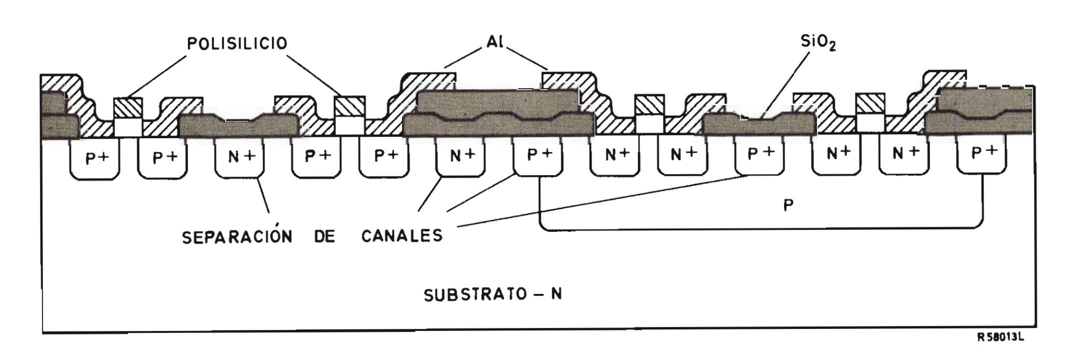



Figura 13. Circuito integrado CMOS con puerta de silicio.

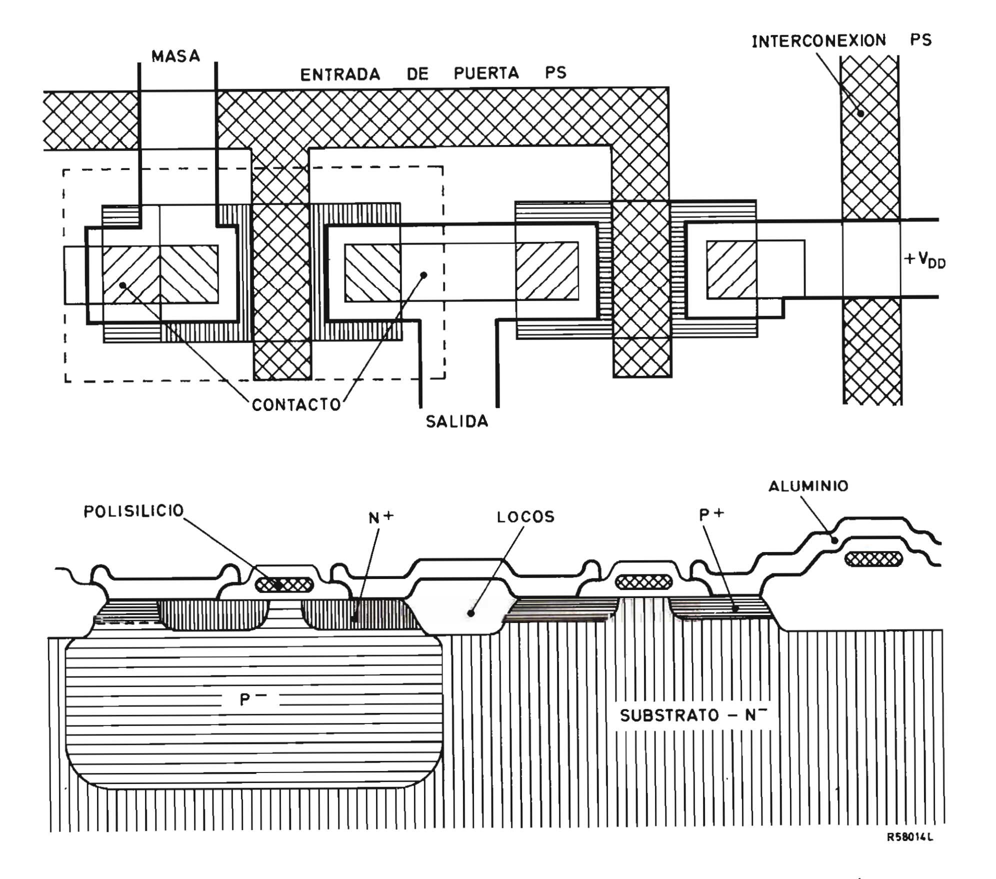



Figura 14. Sección y vista superior de un inversor en tecnología LOCMOS. La puerta de silicio con oxidación local reduce la superficie del chip.

haya un cortocircuito con el sustrato. Esto reduce el área de difusión necesaria, reduciendo de este modo la capacidad del drenador. La autoalineación de las difusiones hace innecesarias las separaciones especiales entre transistores N y P y el perfil de difusión especial obtenido en la región P hace superfluas las zonas de aislamiento de canales.

### Desventajas de los anteriores diseños de puerta

La figura 15 muestra una puerta NOR convencional de dos entradas. Un transistor de canal N, conectado a la tensión de alimentación $V_{SS}$, conducirá cuando cualquier entrada esté en ALTO, haciendo que la salida pase a BAJO a través de la resistencia del dispositivo. Si ambas entradas están en ALTO, ambos dispositivos de canal N pasan a conducción, dividiendo por dos la resistencia de conducción y haciendo que la impedancia de salida (y, por tanto, el retardo de propagación) sea una función de las variables de entrada. De forma similar los dispositivos de canal P pasan a conducción por señales BAJO; es decir, cuando las dos entradas están en BAJO se produce conducción entre la tensión de alimentación, $V_{DD}$, y la salida.

Puesto que los dispositivos de canal P están en serie, la superficie del chip debe aumentar para que su resistencia pueda disminuir y mantener la elevada impedancia de salida dentro de las especificaciones. Y, a medida que el número de entradas de puerta aumenta, se requieren dispositivos de canal P de mayor superficie, provocando severas variaciones de la impedancia de salida según sean las conexiones a $V_{SS}$. Por ejemplo, en la puerta NAND de dos entradas que se muestra en la figura 16, se intercambian las conexiones en paralelo y en serie de los transistores para conseguir la doble función lógica. La variación de la resistencia de salida afecta a los transistores de canal P conectados a $V_{DD}$, mientras que los dispositivos de canal N, que están conectados en serie, deben aumentar en tamaño. Es superfluo decir que esta sensibilidad de retardo de propagación con relación a la disipación de la entrada puede provocar toda clase de problemas misteriosos (por ejemplo, pueden presentarse errores sólo con ciertas clases de datos).

Estos diseños, pues, tienen algunas desventajas:

– Puesto que los transistores lógicos son también dispositivos de salida, deben ser suficientemente grandes

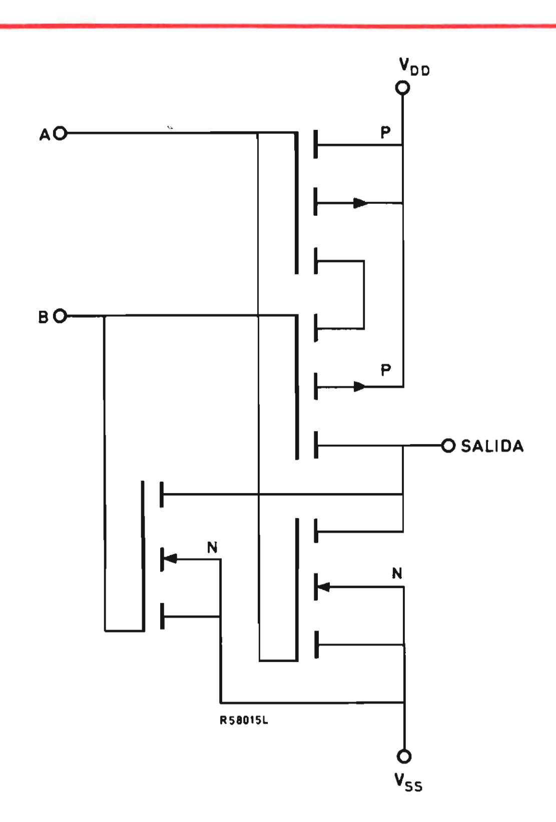



Figura 15. Puerta NOR de dos entradas.

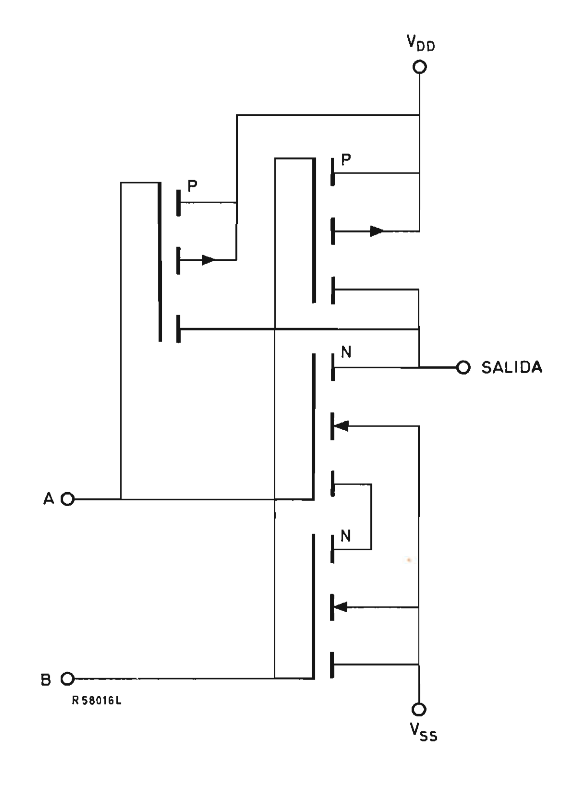



Figura 16. Puerta NAND de dos entradas.

para proporcionar toda la corriente de excitación de salida.
- La impedancia de salida (y, por tanto, el retardo de propagación) es función de las condiciones lógicas de entrada.
- El tiempo de transición de salida es función del tiempo de transición de entrada.
- La inmunidad a ruido no es tan buena como la teóricamente posible.

**Empleo de acopladores de baja impedancia**

Para minimizar cualquier sensibilidad del retardo de propagación y para normalizar el retardo y la excitación de salida, el nuevo concepto de diseño de óxido aislado añade una etapa acopladora de salida a la configuración de puerta (fig. 17). Esta técnica reduce el tamaño del chip, ya que ahora sólo se necesitan dos transistores de salida grandes, y también mejora la inmunidad al ruido porque la mayor ganancia de tensión da lugar a una característica de transferencia casi ideal. La elevada ganancia de tensión superior a 1000 también proporciona una conformación de impulsos, ya que las transiciones de salida son independientes de los tiempos de subida y caída de entrada.

El circuito acoplador proporciona las siguientes ventajas:

- salidas normalizadas de baja impedancia
- retardo de propagación que depende menos del circuito lógico de entrada o de los tiempos de transición
- retardo de propagación menos sensible a carga capacitiva
- mejor inmunidad a ruido
- sólo se requieren dos transistores de salida de mayor tamaño
- menor capacidad de entrada.

**Características del diseño acoplado**

Las características de transferencia típicas que se muestran en la figura 18 indican claramente que una

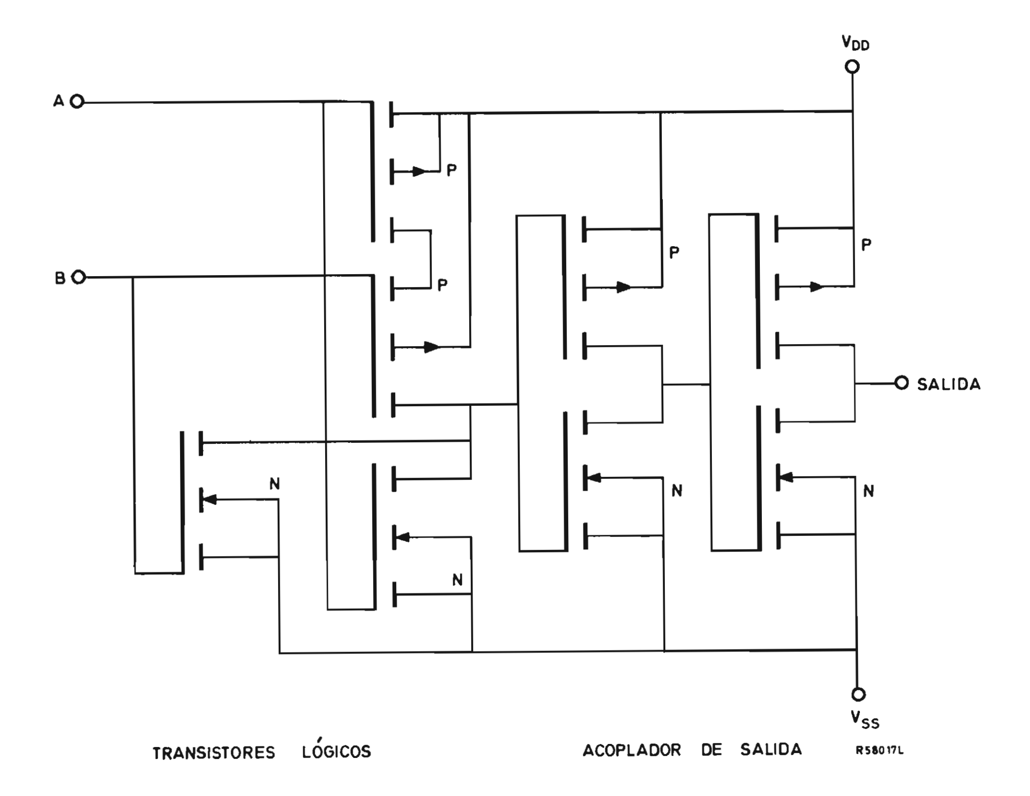
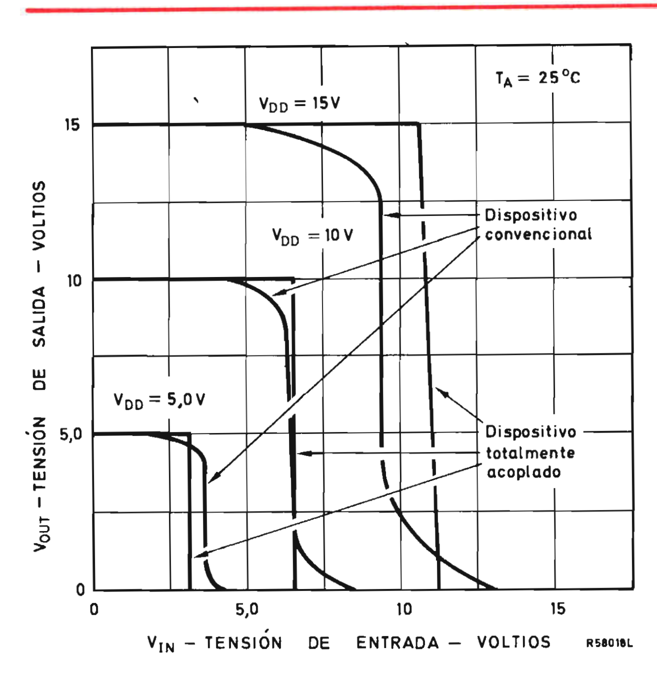



Figura 17. Puerta NOR de dos entradas con salida acoplada en tecnología LOCMOS.



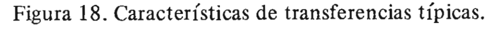




Figura 18. Características de transferencias típicas.

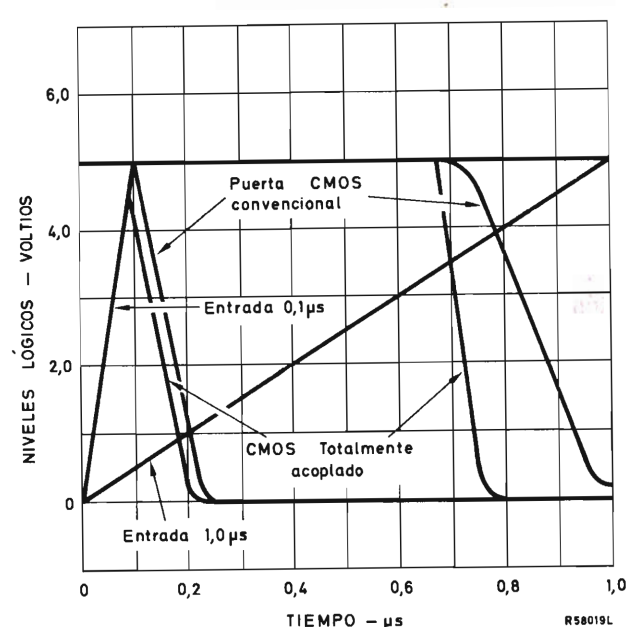



Figura 19. El tiempo de caída de la salida es prácticamente independiente del tiempo de subida de la entrada.

puerta con acoplamiento o adaptación es casi ideal.

La figura 19 muestra que con una puerta acoplada, el tiempo de caída de salida es casi independiente del tiempo de subida de entrada.

La figura 20 muestra que el tiempo de subida de salida de una puerta acoplada es casi independiente del tiempo de caída de entrada.

## Funciones lógicas en tecnología LOCMOS

Las funciones lógicas básicas que pueden realizarse en tecnología LOCMOS son la simple negación o función NO, la función NAND y la función NOR. Cualquier sistema lógico puede ser realizado con estas tres funciones lógicas. Pero el concepto de "puerta simple" no es una solución económica para integración a gran escala debido al número de transistores y a la superficie de chip requeridos. Sin embargo, la tecnología LOCMOS permite la realización directa de funciones lógicas complejas de forma muy compacta y elegante.

La realización LOCMOS de una función lógica está gobernada por reglas sencillas y puede deducirse fácil y directamente de sus ecuaciones lógicas correspondientes. Los circuitos lógicos LOCMOS constan de dos partes, una con transistores N y otra con transistores P, conteniendo cada una igual número de transistores. Debido a la naturaleza complementaria de la combinación de transistores N y P, existe completa dualidad entre ambas

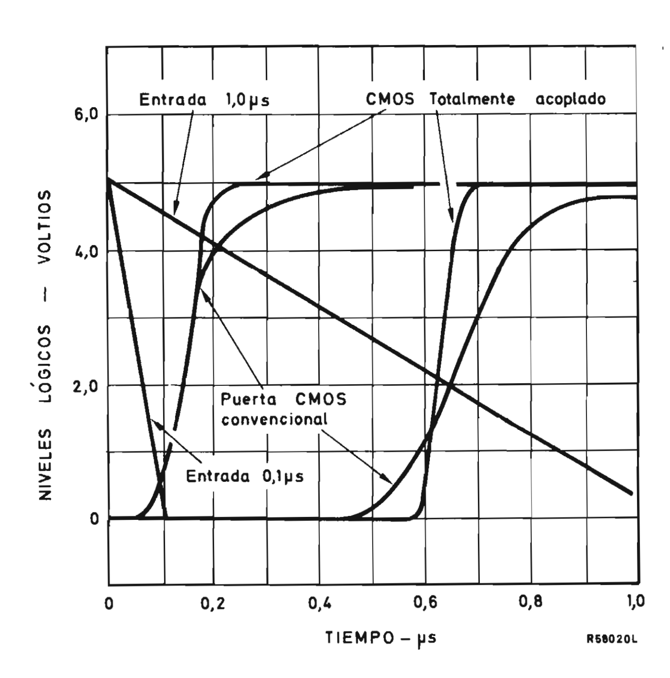



Figura 20. El tiempo de subida de la salida es prácticamente independiente del tiempo de caída de la entrada.

partes y esta propiedad específica es la que proporciona la característica de conmutación complementaria típica de los circuitos LOCMOS. Esta dualidad de circuito conduce a reglas sencillas para la realización de circuitos lógicos.

Una ecuación lógica sólo puede ser realizada directamente en la forma de complemento lógico o NO. La función AND/OR en una solución lógica se realiza mediante una conexión serie-paralelo en la parte N. Así, uno de los primeros pasos en la producción de diseños de integración a gran escala en LOCMOS es la conversión de la función lógica en forma de ecuación lógica. De este modo, sólo es necesario establecer después el esquema del circuito eléctrico de una parte, por ejemplo, de la parte N; la otra parte será entonces una simple conversión de la otra de acuerdo con la regla de dualidad:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| serie | conexión en | → | paralelo | conexión en |
| paralelo | parte N | ← | serie | parte P |

En la figura 21 se muestra un ejemplo de una función compleja en LOCMOS.

## Células lógicas compactas

El consiguiente desarrollo de la tecnología LOCMOS se basa en un nuevo concepto de célula, la célula lógica LOCMOS. Estas células son los bloques de construcción normalizados para integración a gran escala en LOCMOS y existen unos 20 tipos distintos.

Las células se diseñan de forma que se acomoden a una red de interconexión normalizada sobre un chip completo. Debido a su estructura altamente normalizada, puede obtenerse totalmente una célula lógica compacta por medio de un ordenador al que sólo es necesario darle la ecuación lógica correspondiente. Como resultado se ha establecido una librería de células normalizadas que contiene actualmente unas 100 células distintas normalizadas. Un ejemplo de célula lógica se muestra en la figura 22.

## Sistemas de diseño con ayuda de ordenador

Los circuitos lógicos compactos LOCMOS son el resultado de diseño por ordenador y el método empleado

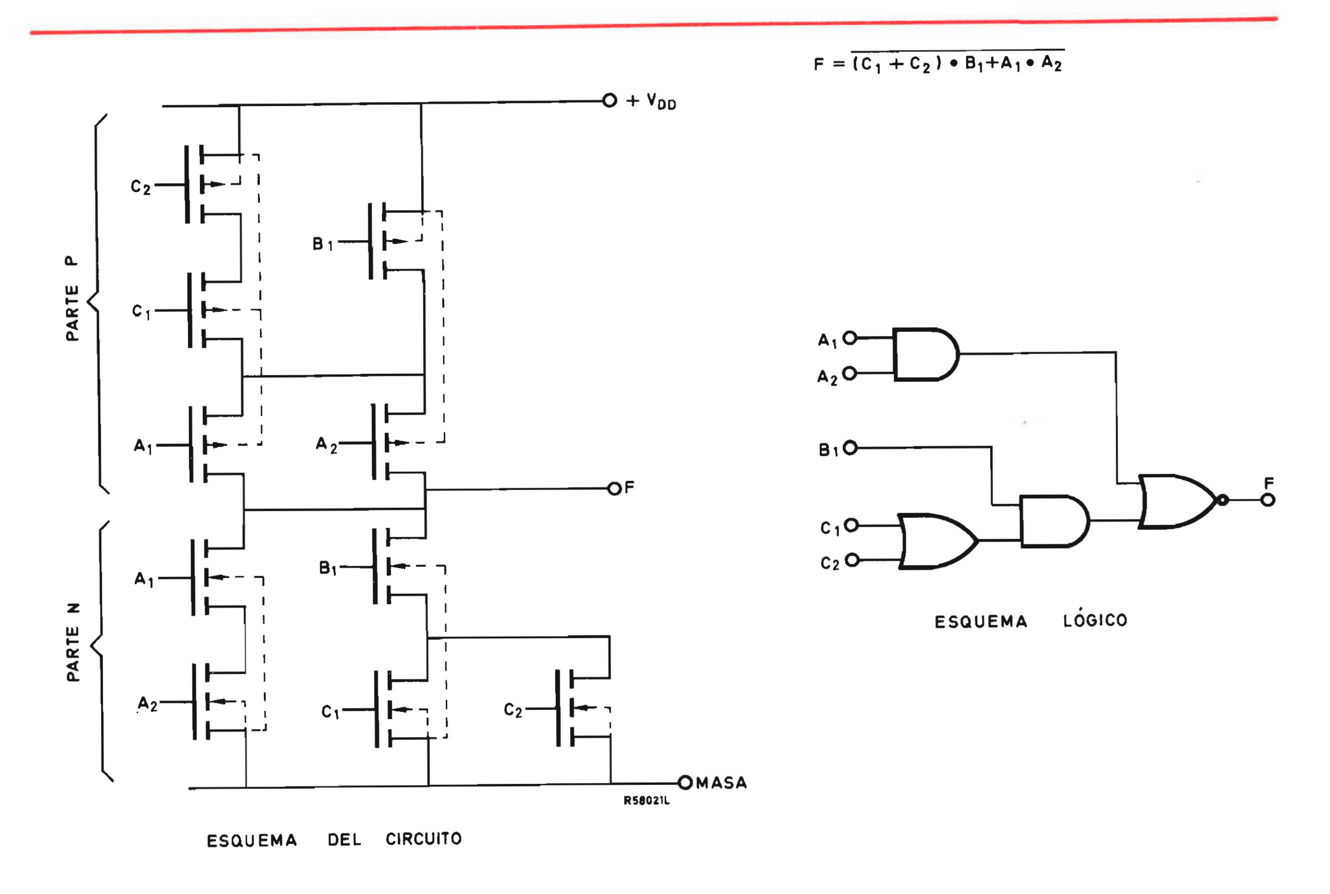



Figura 21. Realización de una función lógica compleja en tecnología CMOS.

se muestra en la figura 23. Primero, se obtiene una buena especificación en lo que se refiere a función lógica, diagramas de velocidad y tiempo, así como capacidad de excitación, tensión de alimentación, etc. Un estudio determina la probabilidad de realización del diseño y, si se requiere una nueva célula se utiliza un programa llamado TRAMOS (Transient and a.c. analysis for MOS) para calcular el comportamiento eléctrico de la nueva célula.

Cuando están disponibles todos los bloques, sea en forma de nuevas células o de células de librería, se puede describir el circuito completo en forma de DESCRIPCION y se perfora en tarjetas que se introducen en el ordenador. El ordenador comprueba la descripción y si se han introducido todos los parámetros necesarios. Se

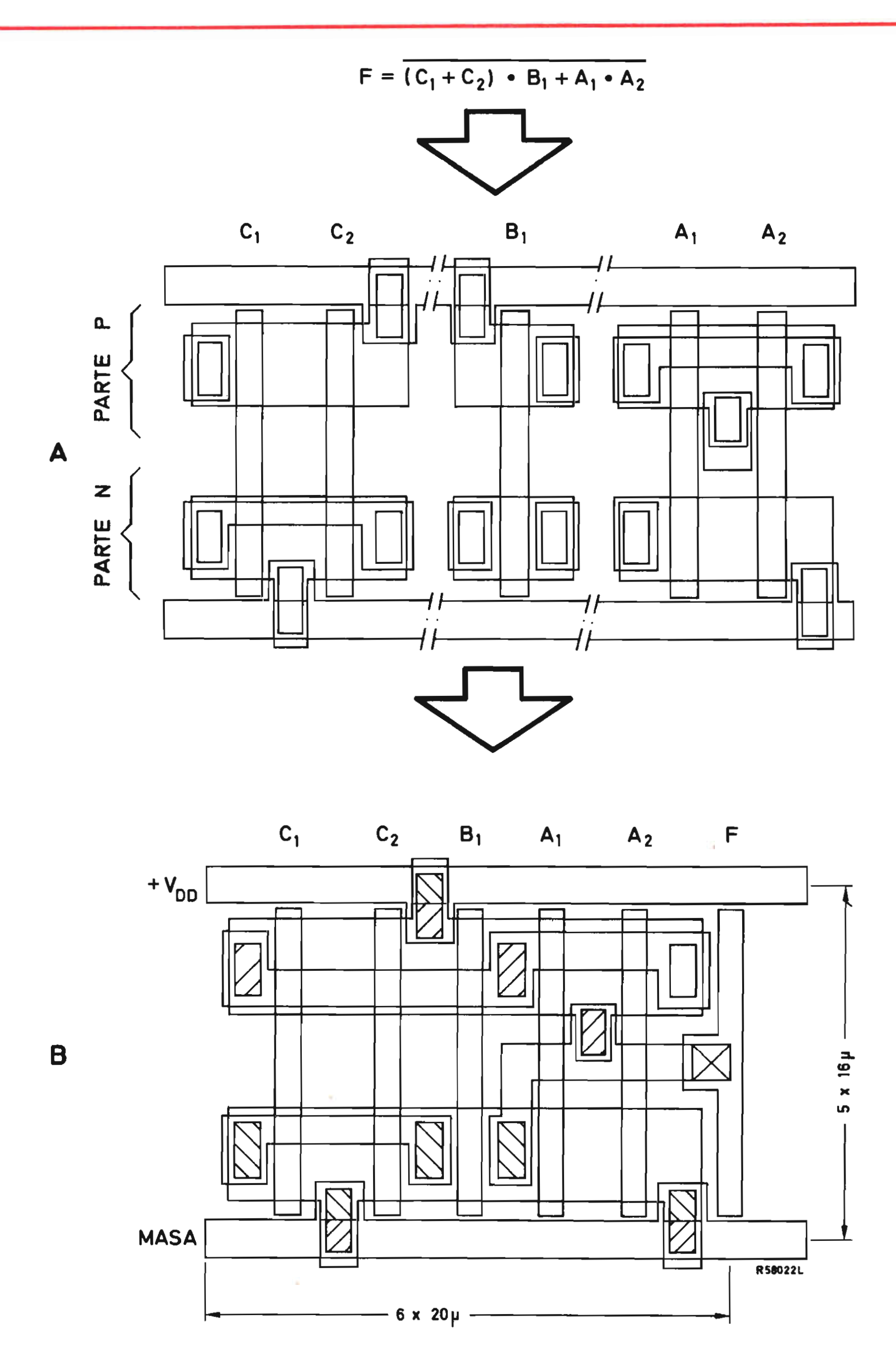



Figura 22. Ejemplo de una célula lógica compacta LOCMOS y su generación a partir de una ecuación lógica.

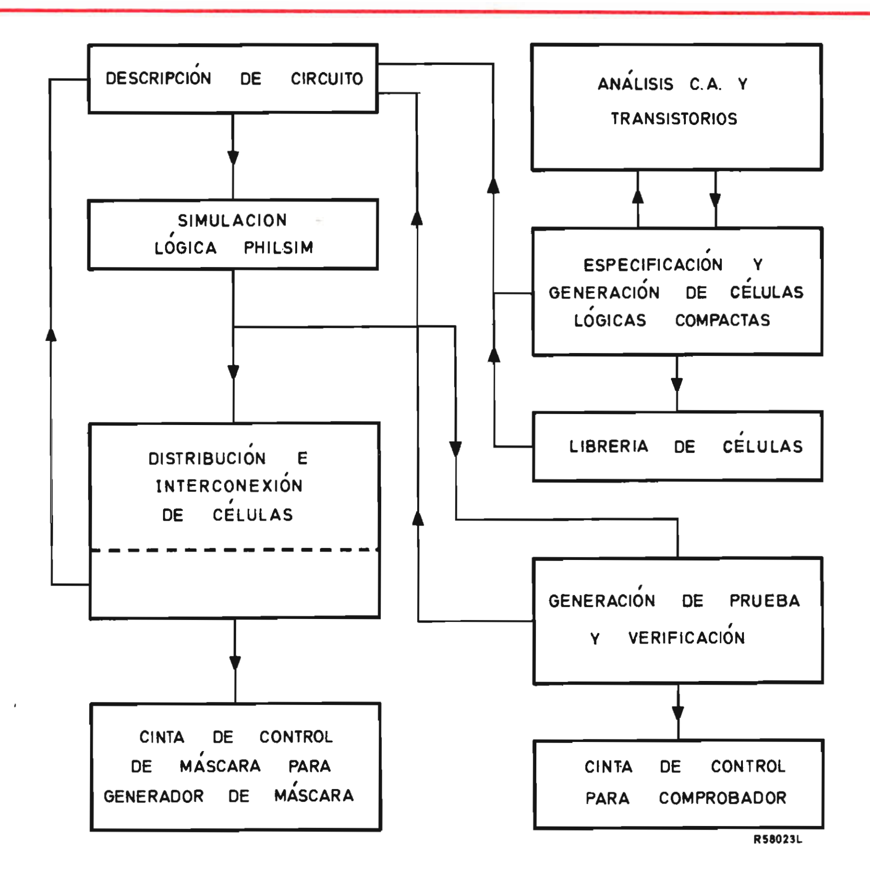



Figura 23. Esquema de diseño por ordenador.

produce una lista de referencia al mismo tiempo que se indica a qué bloque pertenece una señal. Esta lista ha de ser cuidadosamente comprobada por el diseñador ya que éste es el circuito con el que el ordenador trabajará después.

Para averiguar si el diseño realizará la función prevista, han de aplicarse señales de entrada y comprobar la respuesta. Esto se realiza en el ordenador utilizando un lenguaje de control de simulación (PHILSIM) y el resultado es exactamente igual al que se obtendría con un modelo real con osciloscopio y generadores de impulsos que comprobasen no sólo entradas y salidas sino también las señales internas.

La colocación e interconexión de las células es el siguiente paso en el desarrollo de un circuito lógico compacto. Debido al laborioso proceso de distribución de células, se utiliza el ordenador sólo para una primera aproximación y después el diseñador completa la distribución de las células. El esquema de interconexión de doble capa se determina mediante el ordenador, utilizando un programa llamado INTER y el diseñador obtiene una indicación impresa de la eficiencia del diseño. De este modo es posible generar un circuito con una densidad de más de 100 funciones puerta por milímetro cuadrado.

Finalmente se produce la cinta de control para las máscaras del circuito. La mayor parte de esta información procede del programa INTER, junto con la del propio diseñador dado que los circuitos deben tener zonas de tensión, protecciones de entrada y a veces elementos que no se realizan en la célula. Estas se codifican en la máscara.

Toda la información está ahora en el mismo nivel y en la misma forma básica. De este modo puede ser convertido en el código necesario para excitar las máquinas que produce automáticamente el circuito.

El problema de comprobación aumenta continuamente en importancia y complejidad. Antes, un pequeño circuito presentaba pocos problemas. Ahora ya no existe la posibilidad de recurrir a una simple tabla de la verdad con circuitos complejos. Por ejemplo, un circuito con 30 señales de entrada y 30 lazos de realimentación interna tales como flip-flops, tiene una tabla de la verdad con una longitud mínima de $2^{60}$ valores. Si se pudiera

comprobar un valor en 10 ms, serían necesarios 300 años para comprobar toda la tabla. Evidentemente, no todos los valores necesitan comprobación y es en este aspecto que el ordenador resulta muy valioso.

Cuando la fase de diseño lógico ha terminado y puede comprobarse funcionalmente por simulación, se utiliza un programa de verificación, basado en el programa PHILSIM utilizado anteriormente para obtener la cinta de control de comprobación.

**Consideraciones del sistema LOCMOS**

– retardo de propagación
– inmunidad a ruido
– requisitos de la fuente de alimentación
– disipación de potencia
– características de entrada
– interface a TTL.

*Retardo de propagación*

La cargabilidad de corriente continua de los circuitos LOCMOS es casi ilimitada. Sin embargo, está limitada por los efectos de retardo de propagación. La variación del retardo de propagación con la capacidad de carga se muestra en la figura 24.

El retardo de propagación está fuertemente influenciado por la tensión de alimentación, como puede verse en la figura 25.

El retardo de propagación está afectado por la temperatura ambiente, pero menos que en la tecnología TTL. Esto se muestra en la figura 26.

*Inmunidad a ruido*

La superior inmunidad a ruido de los circuitos LOCMOS es debida a su casi perfecta característica de transferencia, como se muestra en la figura 27.

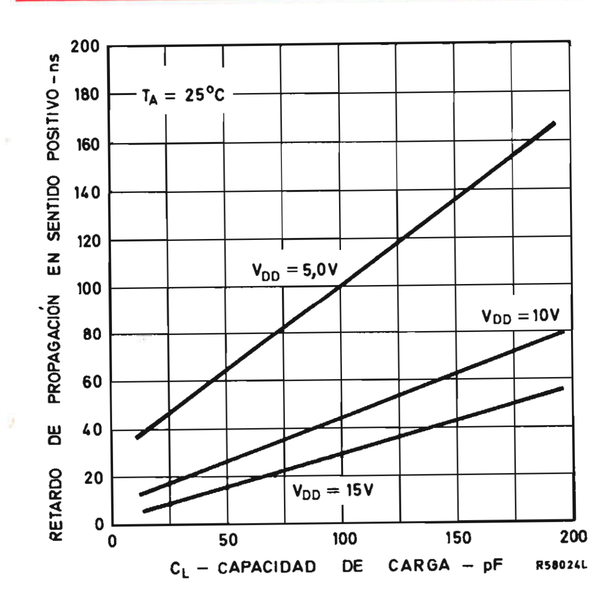
La buena inmunidad al ruido es típicamente de 45% de la tensión de alimentación. La inmunidad a ruido se expresa por:

$$V_{NL} = V_{IL\ máx} - V_{OL\ máx}$$
$$V_{NH} = V_{OH\ mín} - V_{IH\ mín}$$

La tecnología LOCMOS tiene mayor inmunidad a ruido que cualquier otra familia lógica. Una limitación de la inmunidad a ruido de los circuitos LOCMOS es debida al acoplamiento de fuentes de ruido externas. La cantidad de corriente de ruido requerida para conmutar un dispositivo LOCMOS es muy baja, ya que la impedancia de entrada es elevada.

*Requisitos de la fuente de alimentación*

La tecnología LOCMOS está especificada para una margen de funcionamiento de $V_{DD}$ de 3 a 15 V. Esto



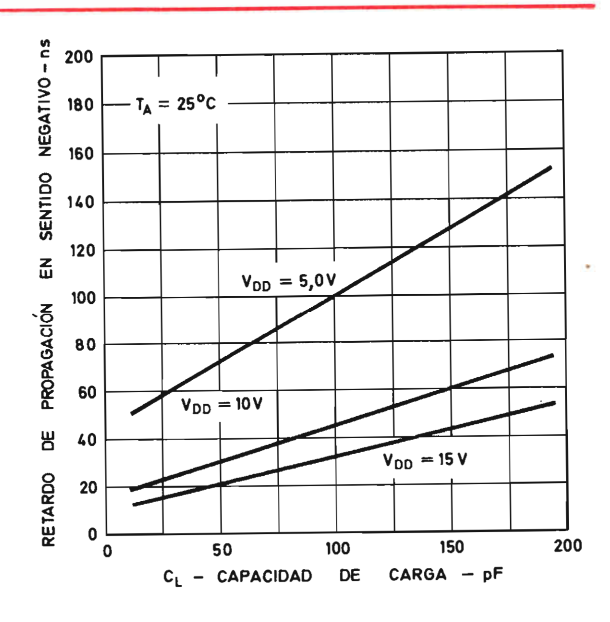
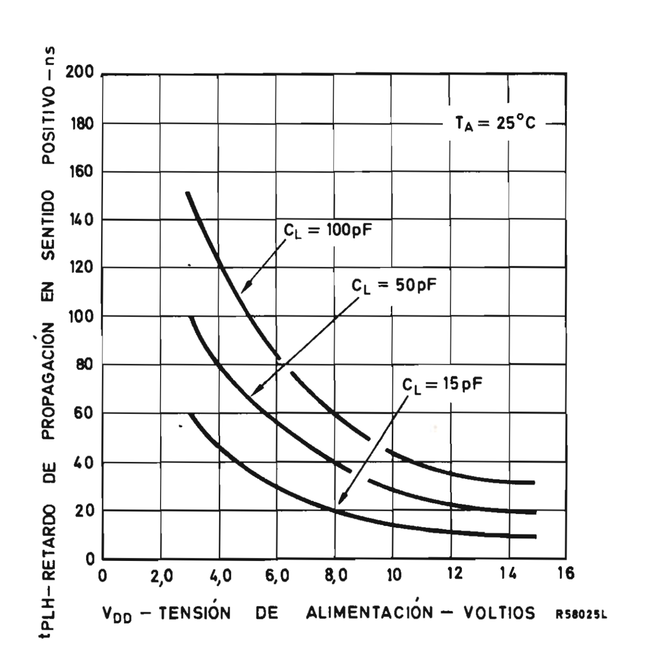




Figura 24. Variación del retardo de propagación en función de la capacidad de carga.



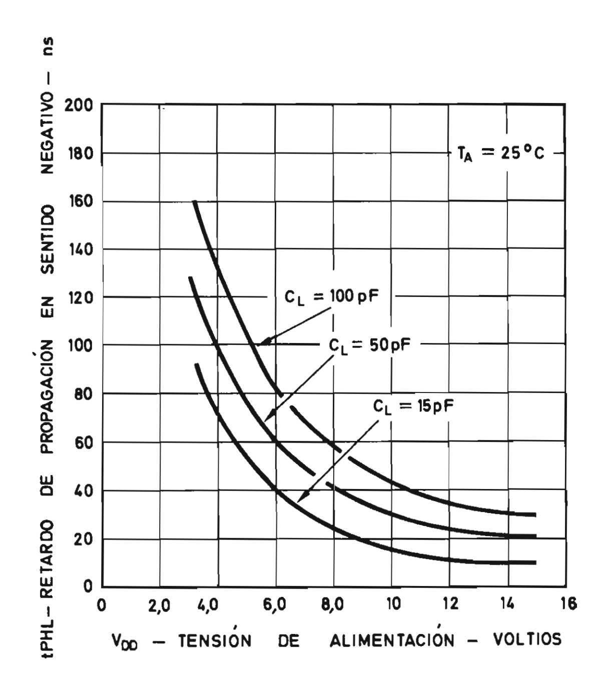
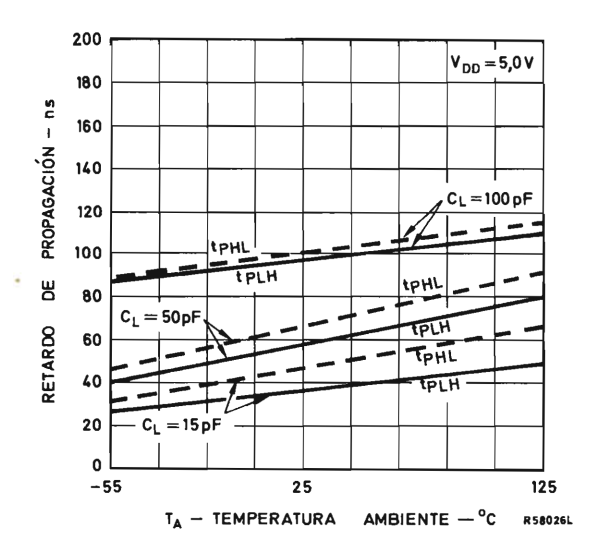




Figura 25. Variación del retardo de propagación en función de la tensión de alimentación.



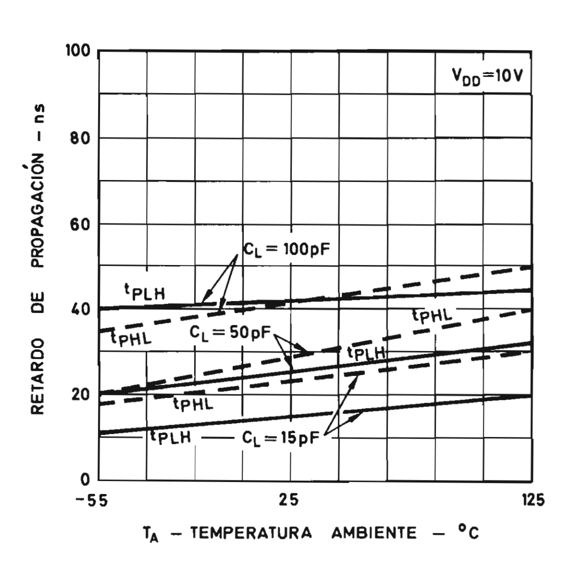




Figura 26. Variación del retardo de propagación en función de la temperatura.

| | *TTL (ALTO)* | *TTL (BAJO)* | *LOCMOS $V_{DD} = 5$ V* | *LOCMOS $V_{DD} = 10$ V* |
|---|---|---|---|---|
| Impedancia de salida típica | 100 Ω | 10 Ω | 400 Ω | 200 Ω |
| Inmunidad a ruido típico | 1,5 V | 1 V | 2,5 V | 5 V |
| Corriente de reposo requerida para inducir ruido | 15 mA | 100 mA | 6,25 mA | 25 mA |

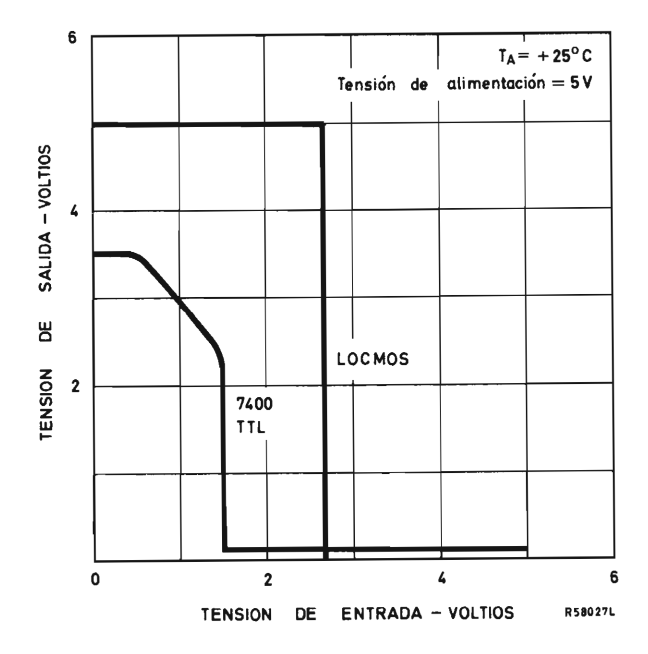



Figura 27. Comparación de las características de transferencia de los circuitos TTL y LOCMOS.

introduce posibilidades de ahorro no disponibles con otras formas lógicas. Los circuitos LOCMOS pueden funcionar con baterías y con fuentes de alimentación no reguladas. La tensión $V_{DD}$ mínima es de 3 V, o mayor cuando se requiere para inmunidad a ruido o retardo de propagación. La tensión $V_{DD}$ máxima es de 1 5 V, o la mínima determinada por disipación de potencia. Ambos valores de $V_{DD}$ mínimo y máximo dependen del interface a otras formas lógicas.

*Disipación de potencia*

La disipación de potencia puede determinarse a partir de:

potencia total = potencia de reposo + potencia del transitorio

La potencia de corriente alterna consta de tres componentes.

1. Carga y descarga de la capacidad interna.
2. Corriente que circula durante la conmutación cuando ambos transistores N y P conducen.
3. Carga y descarga de la capacidad de carga.

La figura 28 muestra la disipación de potencia por puerta en función de la frecuencia de entrada para diferentes tensiones de alimentación.

Los efectos de la capacidad de carga adicional, por encima de lo indicado en las hojas de características, se pueden calcular a partir de:

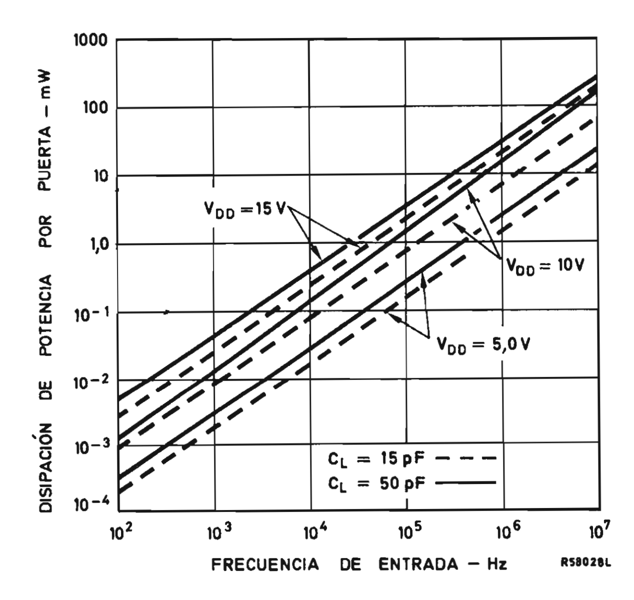



Figura 28. Variación de la disipación de potencia para una puerta típica en función de la frecuencia para diferentes tensiones de alimentación.

potencia de carga = $C_L(V_{DD})^2 f$,
donde $C_L$ = capacidad externa de carga,
y $f$ = frecuencia de funcionamiento.

Por consiguiente, la potencia total será:

potencia total = $I_{DD} \cdot V_{DD}$ + disipación transitoria interna (de las hojas de datos) + $C_L(V_{DD})^2 f$.

*Interface con TTL*

Cuando se acopla a otra familia deben satisfacerse dos condiciones.

1. Los niveles de tensión de entrada para los circuitos LOCMOS deben estar lo más cerca posible de $V_{SS}$ para el estado lógico "0" y de $V_{DD}$ para el estado lógico "1".
2. Las salidas de los circuitos LOCMOS deben ser capaces de excitar la corriente y tensión necesarias del circuito acoplador.

Para lógica TTL normalizada que excita a lógica LOCMOS:

– $V_{IH(mín)}$ para LOCMOS debe ser 3,5 V
– $V_{OH(mín)}$ para TTL normalizada es 3,5 V típicos para $V_{CC}$ = 5 V

Por consiguiente, la lógica TTL normalizada excitará directamente a la lógica LOCMOS.

Para lógica CMOS que excita a lógica TTL, todas las salidas LOCMOS dan 400 $\mu$A para 0,4 V en todo el margen de temperatura.

Todas las entradas están protegidas frente a descargas estáticas, como muestra la figura 29.

Debido a la existencia del resistor en serie con los diodos de protección de entrada, puede aplicarse una señal de entrada de una fuente de baja impedancia en ausencia de tensión de alimentación sin que se dañen los diodos.

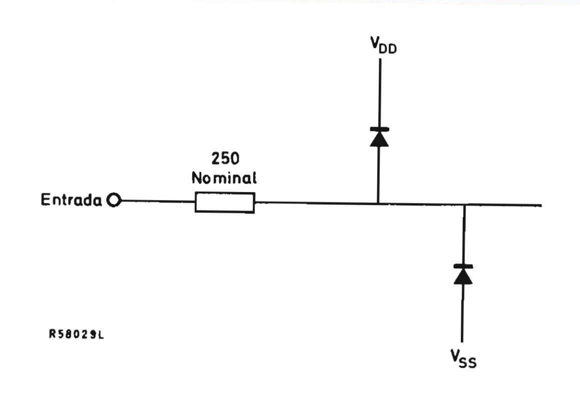



Figura 29. Todas las entradas están protegidas contra descargas estáticas.

**Resumen del LOCMOS**

Ventajas del CMOS:

– muy baja potencia
– amplio margen de tensión de alimentación
– elevada inmunidad a ruido.

Además LOCMOS ofrece:

– técnicas LOCOS –elevado rendimiento reproducible–
– circuitos de salida normalizados que simplifican el diseño
– mejor inmunidad a ruido
– menor sensibilidad a cargas capacitivas
– una densidad de encapsulado de puerta doble que la del CMOS convencional
– velocidad más elevada.

# DIODOS SUPRESORES DE TRANSITORIOS

*En los equipos electrónicos que utilizan semiconductores aparecen sobretensiones de muy corta duración, cuya amplitud puede ser varias veces superior a la tensión nominal; estas sobretensiones pueden provocar no solamente un mal funcionamiento de estos equipos, sino también acarrear la destrucción de los componentes sensibles a las sobretensiones.*

El empleo juicioso de diodos supresores de transitorios permite una protección realmente eficaz de los componentes, así como una mejor fiabilidad de los sistemas electrónicos.

**Naturaleza y origen de las sobretensiones transitorias**

Las sobretensiones transitorias pueden producirse, tanto por la fuente de tensión continua o alterna, como por las conmutaciones de cargas inductivas en los circuitos de carga.

Por ejemplo, en un rectificador que utiliza un transformador y una bobina de filtro (fig. 1), la mayor parte de las sobretensiones transitorias son debidas a las siguientes causas:

– magnetización y desmagnetización del primario del transformador,
– desconexión y variaciones de la carga,
– conmutación de los rectificadores,
– sobretensiones de la alimentación alterna.

Las sobretensiones resultantes de las tres primeras causas son función de las características de los componentes del rectificador; la última depende de las características de la impedancia de la alimentación alterna que, siendo baja a 50 Hz y más importante a frecuencias elevadas, determina la amplitud de las sobretensiones transitorias.

Por ejemplo, del mismo modo, las causas más frecuentes de sobretensiones transitorias en alimentaciones de corriente continua son las siguientes:

– conmutación de los rectificadores,
– "inestabilidad" o mal funcionamiento de los reguladores,

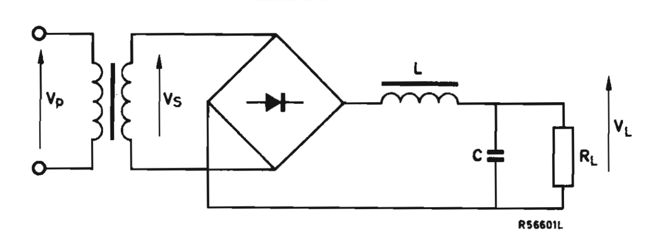



Figura 1.

– conmutación de la carga,
– conmutación de relés y de inductancias.

También en este caso, las tensiones producidas son función de las características de los componentes del rectificador.

La forma, la amplitud, la duración y la naturaleza de las sobretensiones resultan difíciles de observar o incluso de registrar.

Las destrucciones inexplicadas de semiconductores han incitado a ciertos laboratorios de desarrollo a consagrar una parte importante de estudio para obtener un mejor conocimiento de la amplitud, de las formas, de la duración y de la recurrencia de las sobretensiones tanto en fuentes de alimentación alterna como en las de alimentación continua.

En efecto, es necesario recordar que, en el sector entre fase y neutro, se pueden observar tensiones superiores a 1 kV, en las que las tensiones transitorias pueden alcanzar 650 V.

En el campo industrial, impulsos de 400 V se producen dos veces al día por término medio e, impulsos de 200 V al menos 500 veces al día, que se superponen a la tensión de la red.

En el campo aeronáutico, sobre los 28 V de continua, la conmutación de relés provoca sobretensiones superiores a 1 kV; la conmutación de cargas puede producir impulsos de 100 a 120 V que pueden durar hasta 50 ms.

**Supresión de sobretensiones transitorias**

El supresor ideal de sobretensiones transitorias debe presentar las características siguientes:

– funcionamiento instantáneo,
– estado inicial inmediato después del funcionamiento,
– consumo nulo,
– ningún ruido residual,
– peso y tamaño reducidos,
– bajo precio.

Por consiguiente, se pueden utilizar ventajosamente diodos supresores de transitorios en un montaje en serie o en paralelo en lugar de filtros con componentes pasivos.

*Supresión de transitorios con montaje en serie*

La impedancia de un supresor de transitorios montado en serie difiere de una débil resistencia, en las condiciones normales de funcionamiento, por tener una resistencia muy elevada cuando se produce un impulso de tensión. Habitualmente, se utiliza un transistor en serie con la carga, polarizado de modo que esté en saturación en las condiciones normales de trabajo.

Cuando aparece una sobretensión, el transistor tiende a bloquearse; así, la tensión en bornes de la carga resulta limitada.

La supresión de transitorios en serie presenta varios inconvenientes: el supresor debe poder soportar la sobretensión y, si no está completamente en saturación, se disipa una potencia elevada. Del mismo modo, la caída de tensión en bornes del supresor en serie crea unas pérdidas que, en el caso de corriente elevada, pueden hacerse importantes y plantear problemas de refrigeración.

*Supresión de transitorios con montaje en paralelo*

El montaje en paralelo del supresor de transitorios tiene la ventaja de no crear pérdidas en funcionamiento normal, puesto que pasa a conducción casi instantánea sólo por encima de un cierto nivel de tensión. Cuando aparece un transitorio que sobrepasa este nivel, el supresor se comporta como una débil impedancia en paralelo con la carga y, de este modo, limita la sobretensión a un valor aceptable.

Durante la duración de la sobretensión, la corriente a través del supresor es muy importante a causa de su baja impedancia, y a pesar de esto se disipa una energía muy elevada. No obstante, la potencia media permanece débil y no plantea problemas especiales de refrigeración.

El empleo de diodos supresores de transitorios constituye una excelente solución a los problemas de supresión; de este modo la utilización de diodos del tipo BZW86 permite la supresión de sobretensiones transitorias de hasta 13 kW para impulsos de tensión que duren un milisegundo o de hasta 30 kW para 100 $\mu$s.

La figura 2 representa el montaje en paralelo de un

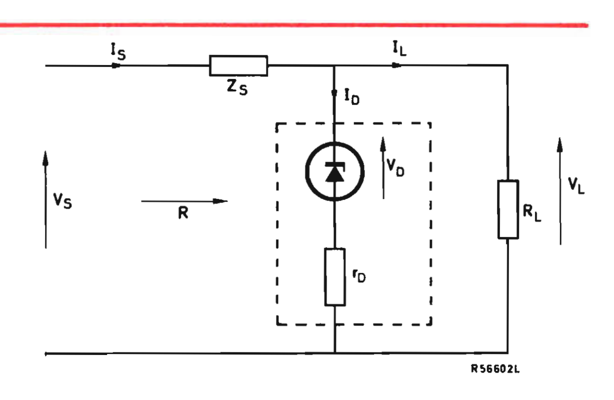



Figura 2.

diodo supresor que no conduce en funcionamiento normal y, por consiguiente, no disipa potencia alguna. En cambio, cuando se produce una sobretensión transitoria, el diodo supresor conduce y limita la tensión en los bornes de la carga a un valor aceptable.

## Algunas definiciones

En la figura 3 se encuentran los símbolos utilizados en la curva corriente-tensión de los diodos supresores de transitorios. La característica directa es la de un diodo normal, mientras que la característica inversa presenta un codo muy agudo de la tensión de avalancha $V_{(BR)R}$. La tensión $V_R$, llamada "tensión de reposo", es por definición un 10% menor que la tensión $V_{(BR)R}$ mínima.

Una corriente de fuga máxima está garantizada para esta tensión de reposo $V_R$.

Para una tensión de alimentación nominal dada, es necesario elegir un diodo supresor cuya tensión de reposo sea igual o superior al valor máximo que puede alcanzar la tensión de alimentación.

En estas condiciones, el diodo es atravesado por una corriente de fuga que corresponde a una potencia disipada despreciable.

Cuando se alcanza la corriente de avalancha, la corriente del diodo supresor crece muy rápidamente. Para un crecimiento importante de corriente (hasta $I_{RSM}$), la tensión en bornes del diodo crece hasta la tensión de supresión $V_{(CL)R}$ que es inferior a 2 $V_R$. La potencia disipada en el diodo es igual a:

$$V_{(CL)R} \times I_{RSM}$$

El diodo debe elegirse de manera que no sobrepase los valores límite.

## Características y valores límite

Durante una sobretensión transitoria, la tensión en los bornes del diodo depende a la vez de la corriente que lo atraviesa y su duración.

Las curvas de características muestran que la corriente inversa de pico no recurrente determina la tensión de supresión para diferentes duraciones y formas (exponencial y rectangular) de la sobretensión.

Por ejemplo, en el caso del BZW91-11 (figura 4), con una corriente $I_{RSM}$ = 100 A, la tensión $V_{(CL)R}$ alcanza:

- 17,8 V después de un impulso rectangular de 10 $\mu$s,
- 18,5 V después de un impulso rectangular de 100 $\mu$s,
- 21,2 V después de un impulso rectangular de 1 ms.

Puesto que la potencia disipada es igual a $V_{(CL)R} \times I_{RSM}$, la corriente máxima permitida decrece al aumentar la duración del impulso.

Si se conoce la corriente $I_{RSM}$, las curvas de características permiten determinar directamente la tensión de supresión para diferentes duraciones y formas de la sobretensión.

En la figura 4, es fácil interpolar las curvas intermedias a partir del eje $V_{(CL)R}$.

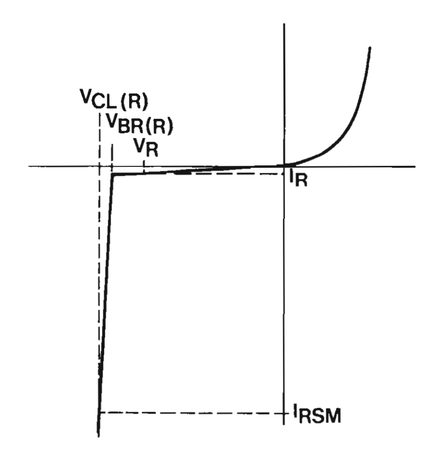



Figura 3.

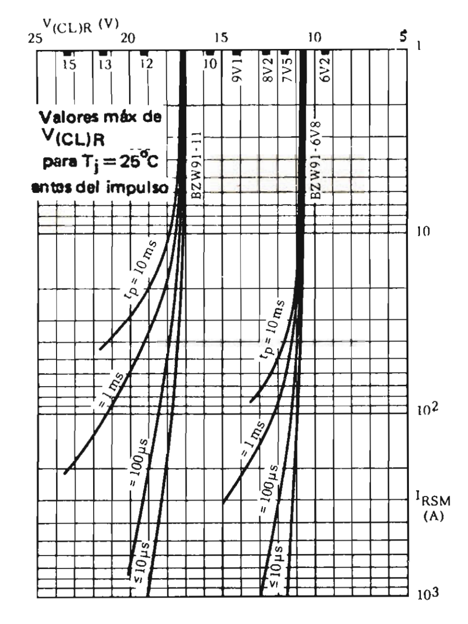



Figura 4.

**Potencia máxima**

En la mayoría de los casos, las sobretensiones transitorias se producen al azar, su duración con respecto a su repetición es corta y, en estas condiciones, se puede considerar el fenómeno como no recurrente.

En la curva de la figura 5, se puede determinar la potencia máxima permitida, en función de la duración de la sobretensión, para diferentes temperaturas de unión y para diferentes formas de impulsos (rectangulares y exponenciales).

| Tipo | Sufijo $V_R$(V) | Cápsula | Potencia admisible |
|---|---|---|---|
| BZW 70 | 5,6 a 62 | SOD-18 | 400 W |
| BZW 93 | 5,6 a 62 | DO-4 | 400 W |
| BZW 91 | 5,6 a 62 | DO-5 | 5 kW |
| BZW 86 | 7,5 a 62 | DO-30 | 13 kW |

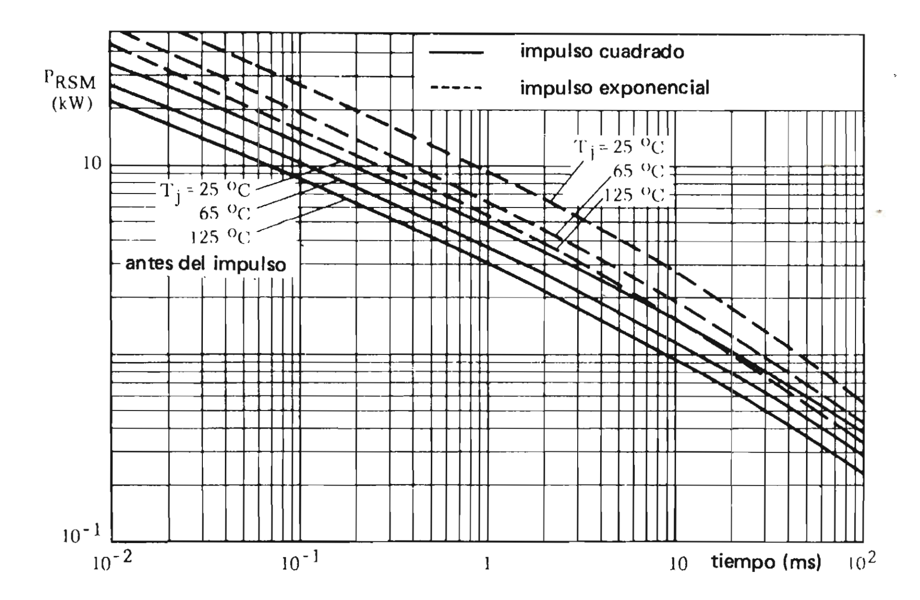



Figura 5.

# RADIOMETRIA, FOTOMETRIA Y DISPOSITIVOS DE OPTOELECTRONICA

*Se estudian las unidades radiométricas y fotométricas referidas a su empleo en las especificaciones de dispositivos de optoelectrónica. Se explican métodos para interpretar los datos radiométricos en términos fotométricos (y viceversa), y se dan factores para la conversión de las distintas unidades fotométricas, todavía de uso corriente, en las correspondientes unidades del S.I. (Sistema Internacional). La interpretación de los datos publicados para dispositivos de optoelectrónica se ilustra con ejemplos cuantitativos. Finalmente, en un apéndice se describen las características de algunas fuentes luminosas usuales.*

Si ha estado usted recientemente implicado con dispositivos optoelectrónicos modernos, puede haberse desanimado debido a la gran variedad de términos y, en particular, de unidades de medición que se encuentran. Algunos fabricantes, a primera vista, presentan sus datos de modo que parece imposible adaptarlos a la aplicación deseada. Incluso puede que no sea posible hacer comparaciones directas entre los productos de un fabricante y los de otro, debido a que los datos están presentados en diferentes unidades.

La solución puede consistir en obtener muestras y retirarse a un cuarto oscuro y efectuar ensayos para ver como responden. Lo malo de esto como método de diseño es que se pierde mucho tiempo —se necesita tiempo para obtener las muestras y tiempo para evaluarlas—. Así mismo, no hay modo seguro de calcular el rendimiento que puede ser como 5:1, a no ser que puedan obtenerse muestras límite.

El objetivo de este artículo es demostrar que, de hecho, la mayor parte de los datos publicados pueden ser manipulados para adaptarse a la mayoría de casos de aplicación y que se puede comenzar el diseño cuantitativo sin cámara oscura. Los métodos indicados no son nuevos ni únicos, pero, en conjunto permiten obtener una buena correlación entre cálculo y experimento. Al presentarlos deseamos ayudar a aquellos que se encuentran por primera vez ante la optoelectrónica y ahorrar el tiempo que pueda emplearse comparando las mismas informaciones.

A pesar de su aparente variedad, actualmente hay sólo dos tipos de unidades que se encuentran en las características de dispositivos, aparte de las características eléctricas. Estas son las unidades radiométricas y las unidades fotométricas. Las unidades radiométricas son objetivas: describen las propiedades físicas de radiación, sólo radiación. Las unidades fotométricas son subjetivas: describen el efecto de la radiación en el ojo. Los dos tipos de unidades son adecuados en su lugar. Si se utiliza un LED (diodo emisor de luz) para estimular un fotodetector, el sistema puede utilizarse como fotoacoplador, como barrera de haz luminoso para la detección de objetos o como lector de cinta o de tarjeta perforada. El rendimiento de tal sistema puede describirse con exactitud en términos de unidades radiométricas. Por el contrario, si se utiliza un LED como lámpara de panel de mandos o en un dispositivo de visualización, donde el criterio es la visibilidad, las unidades fotométricas, que están normalizadas al ojo, son la medida de rendimiento más conve-

nientes.

Desafortunadamente, este cuadro aparentemente sencillo se complica por el hecho de haber unidades de tres sistemas (f.p.s., c.g.s. y M.K.S. o S.I.) de uso corriente.

## Unidades radiométricas

El espectro de la radiación electromagnética se extiende desde las ondas de radio de muy baja frecuencia (V.L.F.) y de algunos kilómetros de longitud de onda en un extremo, hasta los rayos X, gamma y cósmicos en el otro. Entre ambos extremos se encuentra una región cuyas ondas producen sensaciones en los seres humanos —principalmente calor—. Una región muy pequeña (menos de una octava) contiene ondas que estimulan el ojo. La región de longitudes de onda próximas a la región visible está representada en la figura 1. Esta figura también indica la frecuencia de las distintas ondas y los términos generalmente utilizados para describirlas.

Aparte de la longitud de onda o frecuencia, la propiedad más importante de la radiación es la velocidad con la cual transporta energía. La potencia de una fuente luminosa es una medida de la velocidad con la cual emite energía. La densidad de potencia en una superficie dada es la velocidad a la cual la energía disminuye o pasa a través de la superficie. La potencia, por lo menos en este campo, se expresa casi invariablemente en vatios, o en los habituales múltiplos o submúltiplos. Sin embargo, en algunas ramas de la tecnología que se ocupan de muy bajas densidades de potencia, se utiliza a veces la unidad ergio por segundo, 1 W = $10^7$ erg/s. Estos términos pueden aplicarse a todas las radiaciones de cualquier longitud de onda. Las variantes que se encuentran son las de la unidad de superficie utilizada.

Internacionalmente, las unidades radiométricas son las unidades del S.I. En radiometría y particularmente en fotometría, las unidades del S.I. (Sistema Internacional) son ahora las menos confusas y, por consiguiente, las más fáciles de utilizar.

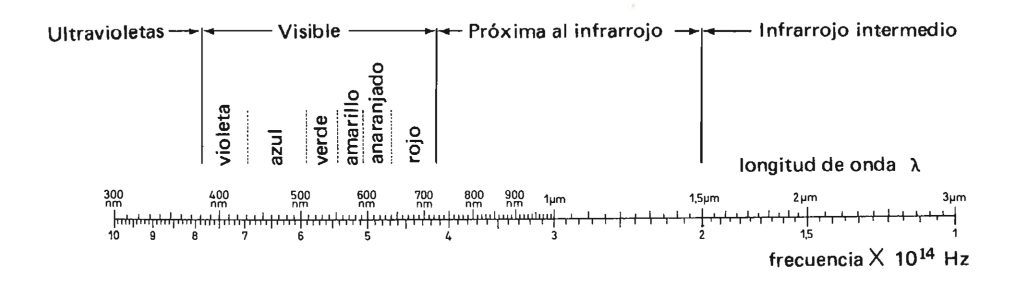



Figura 1. Relaciones longitud de onda/frecuencia desde el ultravioleta al infrarrojo intermedio.

**Tabla 1. Unidades radiométricas S.I. (Sistema Internacional).**

| *magnitud* | *símbolo* | *unidades S.I. básicas o derivadas* | *observaciones* |
|---|---|---|---|
| Energía radiante | Q, (W, U) | J | |
| Flujo radiante 1 / Potencia radiante 1 | $\Phi$, P | W | |
| Intensidad radiante | I | W/sr | |
| Radiancia | L | W/srm$^2$ | |
| Exitancia radiante | M | W/m$^2$ | anteriormente emitancia radiante |
| Irradiancia | E | W/m$^2$ | |

*Nota: Se añade frecuentemente un subíndice "e" al símbolo para indicar que se refiere a la radiación en general, tanto visible como no visible.

Las unidades del S.I. para la medición de la energía radiante están indicadas en la tabla 1. La mayoría de los términos son autoexplicativos, pero algunas notas pueden ser útiles. La *irradiancia* se conoce también como densidad de flujo radiante y representa la medida de la densidad de potencia de la radiación en o a través de una superficie. La *exitancia radiante,* llamada anteriormente emitancia radiante, es la densidad de potencia radiante de una superficie radiante. La *radiancia* es la *intensidad radiante* de una superficie extensa observada oblícuamente.

El concepto de radiancia merece cierta explicación ya que su equivalente fotométrico, la *luminancia,* es una medida importante del rendimiento de la fuente. Si la radiación emana de una superficie extensa $A$, una placa metálica caliente por ejemplo, la intensidad radiante $I$ en cualquier dirección dada será la suma de las intensidades radiantes de todos los elementos de la superficie. Considérese ahora una pequeña parte de la superficie radiante, $\Delta A$, observada desde una distancia grande en comparación con las dimensiones de $\Delta A$. Supongamos que la línea de observación forma un ángulo $\Theta$ con la normal a $\Delta A$. La superficie radiante observada $\Delta A'$ dependerá de $\Theta$; $\Delta A' = \Delta A \cos\Theta$. Y la intensidad radiante observada por unidad de área, la *radiancia* será $\Delta I$, la intensidad radiante de $\Delta A$ dividida por el área aparente. Así, la radiancia de $\Delta A$ desde el punto de observación es

$$L = \Delta I / \Delta A \cos \Theta.$$

Esta situación se ilustra en la figura 2.

Es interesante observar que si el tipo de radiación de $A$ es circular, como lo sería si $A$ fuera una superficie mate o difusa, entonces

$$\Delta I_\Theta = \Delta I_0 \cos \Theta$$

siendo $\Delta I_\Theta$ la intensidad radiante en la dirección $\Theta$ a partir de la normal, e $\Delta I_0$ la intensidad radiante normal a $\Delta A$. Entonces, la radiancia en una dirección $\Theta$ es:

$$L = \frac{\Delta I_\Theta}{\Delta A'} = \frac{\Delta I_0 \cos \Theta}{\Delta A \cos \Theta} = \frac{\Delta I_0}{\Delta A}$$

que es una constante para la superficie o fuente de radiación. Si la fuente fuera un chip de LED sin lente utilizado en un dispositivo de visualización, su brillo aparente (o, más correctamente, su luminancia) sería independiente del ángulo de mira. Esta es una expresión de la ley de Lambert.

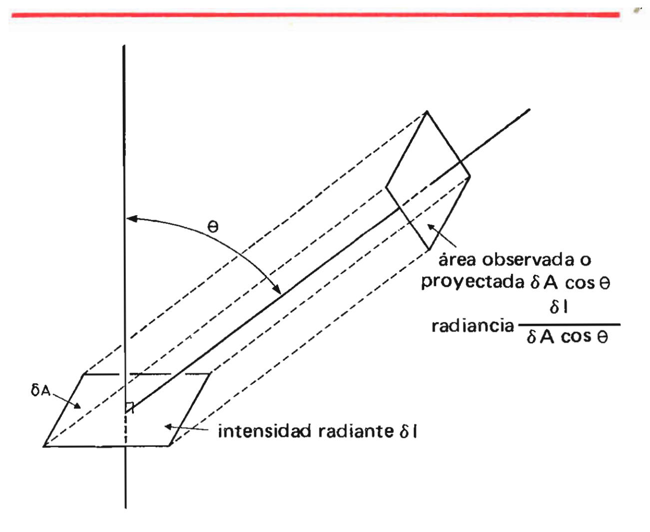



Figura 2. Radiancia; $\Theta$ es el ángulo de mira.

## Unidades fotométricas

Lo importante de un objeto luminoso es su visibilidad y si su radiación reflejada por otro objeto es de suficiente intensidad o no para permitir que este objeto sea visto. La visibilidad depende del ojo y una medida subjetiva de la misma era requerida por los arquitectos, ingenieros luminotécnicos y otros interesados en alumbrado y en representaciones visuales. La medida del efecto subjetivo de la luz en el ojo se llama fotometría, y es en este campo donde hay la máxima variedad de unidades y por consiguiente, la máxima confusión.

La primera unidad utilizada para describir la salida de una fuente luminosa fue la bujía. Las bujías de tamaño, peso y composición normalizadas, ardiendo a una velocidad fijada sirvieron como patrones reproducibles para calibración. Las unidades fotométricas del S.I. se basan en la radiación de un cuerpo negro a una temperatura igual a la del punto de fusión del platino. Examinemos primero las unidades del S.I. y a continuación las muchas otras unidades que se encuentran, con sus factores de conversión.

El valor de la sensación producida cuando el ojo recibe la luz depende de la potencia, la irradiancia de la retina. El equivalente fotométrico de la irradiancia es la *iluminancia,* que se expresa en lúmen/m². Así la medida fotométrica de la potencia luminosa es el *lúmen,* que es una medida del flujo luminoso total y es análogo al vatio como medida del flujo total de potencia.

El valor de la sensación (lúmenes) para una determinada potencia (vatios) depende de la longitud de onda de la luz, y por consiguiente de su color. La función varía de una persona a otra, pero un buen promedio es el observador normal según la C.I.E. (Comisión Internacio-

nal de l'Eclairage) (fig. 3). Esta puede considerarse como la función de transferencia del "ojo patrón" e indica el número de lúmenes (es decir la cantidad de sensación visual) producidos por un vatio de potencia luminosa que incide en el ojo en función de la longitud de onda dada.

La capacidad de una fuente para emitir luz puede definirse en términos del flujo total producido. La unidad antigua, la bujía, fue sustituida en 1948 por una nueva unidad internacional, la candela (1 candela = = 0,981 de potencia de una bujía): una fuente de una candela emite $4\pi$ lúmenes. Así, el lumen es el flujo emitido en un ángulo sólido de un esterorradián por una fuente isótropa de una candela. La intensidad de iluminación se llama *iluminancia* y su unidad (1 lúmen/m$^2$) se llama un lux; es la intensidad alcanzada en una superficie situada a un metro de una fuente de una candela. En la tabla 2 se da una lista de las unidades fotométricas del S.I.

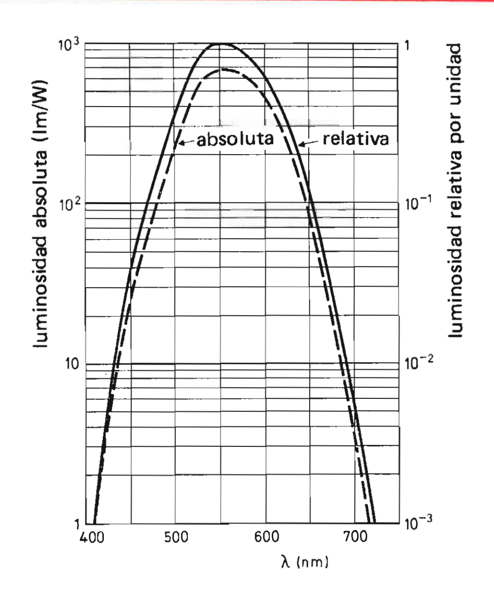



Figura 3. Característica de transferencia del "ojo patrón" acordada internacionalmente. La sensibilidad pico es de 680 lm/W a 555 nm.

Las unidades fotométricas sólo pueden utilizarse en la medición de intensidades de luz visible y, cuando se usan no debe olvidarse que la medida está referida al ojo. El efecto de la luz de un valor fotométrico dado en el detector cuya sensibilidad espectral es diferente de la del ojo dependerá del espectro de la fuente y es posible que no esté relacionado con su potencia de luz visible. (El término "luz", se utiliza corrientemente para referirse a radiación electromagnética sin tener en cuenta la longitud de onda. Aquí utilizaremos "luz visible" donde sea apropiado para evitar confusiones.)

### *Otras unidades fotométricas*

Son todavía de uso corriente cierto número de unidades fotométricas basadas en sistemas de unidades más antiguos. Todas ellas están relacionadas con la candela (a menudo llamada bujía, a pesar de no estar basada en el patrón antiguo):

| | |
|---|---|
| 1 candela/cm$^2$ (= $4\pi$ lúmen/cm$^2$) | es un stilb |
| $1/\pi$ candela/cm$^2$ (= 4 lúmen/cm$^2$) | es un lambert |
| 1 candela/m$^2$ (= $4\pi$ lux) | es un nit |
| $1/\pi$ candela/m$^2$ | es un apostilb |
| $1/\pi$ candela/pie$^2$ | es un lambert-pie |

**Tabla 2. Unidades fotométricas del S.I.**

| *magnitud* | *símbolo* | *unidades S.I.* — *básicas o derivadas* | *unidades S.I.* — *múltiplos y submúltiplos recomendados* | *observaciones* |
|---|---|---|---|---|
| intensidad luminosa | I | cd (candela) | | |
| flujo luminoso | Φ | lm (lúmen) | | |
| cantidad de luz | Q | lm.s | | |
| luminancia | L | cd/m$^2$ | cd/cm$^2$ | 1 cd/cm$^2$ = 1 nit |
| exitancia luminosa | M | lm/m$^2$ | | antiguamente emitancia luminosa |
| iluminancia | E | lx (lux) | | antiguamente iluminación |

*Nota: Frecuentemente se añade un subíndice "v" al símbolo para indicar que se refiere a radiación visible.

El lambert-pie es el utilizado más corrientemente en EE.UU. La deducción de estas unidades es obvia y no necesita mayor discusión; los factores de conversión entre sí y en unidades del S.I. de la tabla 2 se dan en las tablas 3 y 4.

### *Conversión de unidades fotométricas a unidades radiométricas*

Ya que las unidades fotométricas se aplican únicamente a la luz visible y están relacionadas con el ojo, pueden ser convertidas en las unidades radiométricas equivalentes con la ayuda de la curva normalizada dada en la figura 3. Así, a una longitud de onda de 555 nm, en la cual la curva alcanza su cresta, un vatio de energía radiante producirá 680 lúmenes, o un lúmen requiere 1/680 = 0,00147 W de potencia radiante. Si la radiación no es de una sola longitud de onda o color (es decir, no es monocromática) sino que abarca el intervalo entre dos longitudes de onda $\lambda_1$ y $\lambda_2$, la conversión de unidades fotométricas a unidades radiométricas requiere una integración:

$$P = k \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} I_v(\lambda) \,.\, \delta(\lambda)\, d\lambda \qquad (1)$$

siendo $P$ la potencia de radiación equivalente, $I_v$ la intensidad fotométrica en lúmenes y $k$ la constante de proporcionalidad 0,00147 W/lúmen. Una integral similar puede utilizarse para convertir unidades radiométricas en unidades fotométricas:

$$I_o = \frac{1}{k} \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} P(\lambda) \,.\, \delta(\lambda)\, d\lambda. \qquad (2)$$

En ambas expresiones, $\delta(\lambda)$ es la respuesta de observador medio que se deduce de la figura 3.

## Especificaciones de los dispositivos optoelectrónicos

¿Cómo nos ayuda todo esto a interpretar y utilizar las características publicadas por los fabricantes? Esto depende de como están caracterizados los dispositivos y de como están presentados los datos. Es obvio que el modo ideal de especificar el funcionamiento de un fotodetector sería determinar su curva de respuesta espectral relativa, como en la figura 4, y especificar entonces su respuesta efectiva (en unidades radiométricas) para determinada longitud de onda dentro del margen de respuesta espectral. Por distintas razones, esto se hace rara vez. Generalmente se determina la curva de respuesta relativa y des-

**Tabla 3. Factores de conversión de unidades de luminancia.**

| *1* | *stilb* | *cd/pie²* | *lambert* | *lambert-pie* | *apostilb* | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| igual a | $10^4$ | 10,76 | $3{,}183 \times 10^3$ | 3,426 | 0,3183 | nit (cd/m²) |

**Tabla 4. Factores de conversión de unidades de luminancia.**

| *1* | *fot (lm/cm²)* | *candela-pie (lm/pie²)* | |
|---|---|---|---|
| igual a | $10^4$ | $1{,}076 \times 10^{-3}$ | lux (lm/m²) |

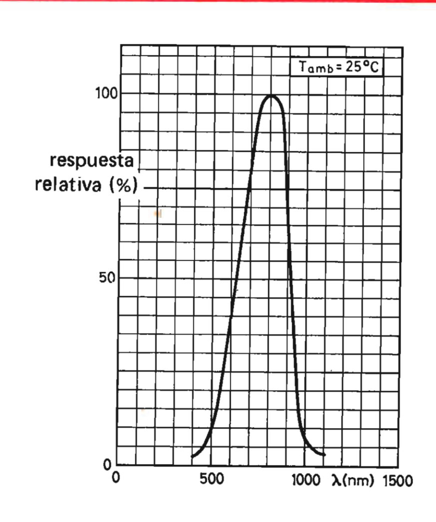



**Figura 4. Respuesta espectral de fototransistor BPX72.**

pués se mide la respuesta del fotodetector a una fuente luminosa de banda ancha.

En la práctica, los fotodetectores están especificados tanto en unidades radiométricas como fotométricas. En ambos casos, también se especifica el tipo de fuente luminosa con la cual se hizo la medición; generalmente es una lámpara de filamento tungsteno trabajando a una temperatura de 2800 K. Si la especificación está en términos de unidades radiométricas, la potencia indicada es generalmente la radiación total que incide en el detector desde la lámpara. Si se utilizan unidades fotométricas, la interpretación es algo más compleja: el nivel de iluminación (el lux) se normaliza a la respuesta normalizada C.I.E.; la respuesta correspondiente del fotodetector es la radiación, dentro de la sensibilidad espectral del fotodetector que acompaña a dicho nivel de iluminación de una lámpara con la distribución espectral indicada.

Así, después de la determinación de su respuesta espectral, un detector se expone a una lámpara de filamento de tungsteno y su salida se indica en términos de irradiancia o iluminancia de la lámpara. En la práctica europea, la lámpara corresponde frecuentemente al Iluminante Normalizado A de IEC 306, cuya respuesta espectral relativa se da en figura 5; también se utilizan otras fuentes a 2854 K y 2700 K. Por lo menos este método de especificación es muy fácil de reproducir. Se puede iluminar un detector desde una distancia adecuada por medio de una lámpara de potencia y temperatura de color conocidas y medir la respuesta resultante.

Para ambos métodos de especificación, la situación es la indicada en la figura 6, donde la respuesta espectral de un fototransistor de silicio se compara con la emisión espectral de la lámpara utilizada para calibrado con la curva normalizada C.I.E. Prescindiendo de si el detector (fototransistor) está calibrado en unidades radiométricas o fotométricas, su respuesta puede escribirse en la forma

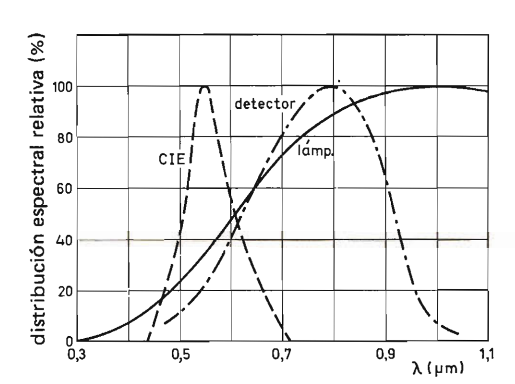



Figura 6. Cuando un fotodetector está especificado en unidades fotométricas, el "brillo" de la lámpara (luminancia) se mide por su efecto sobre el detector correspondiente al "ojo normalizado" C.I.E. y se determina el efecto de la radiación total de la lámpara, correspondiente al brillo medido para el detector en cuestión. En esta figura, el detector tiene la respuesta espectral de un fototransistor BPX72, y la temperatura de color de la lámpara es 2860 K.

de integrales, dadas anteriormente para la conversión de unidades, es decir:

$$R_d = \int R_s(\lambda)\, S_d(\lambda)\, d\lambda \qquad (3)$$

donde $R_d$ es el flujo efectivo en el detector (es decir, el flujo para la longitud de onda de la respuesta de pico que dará la misma respuesta del detector), $R_s$ es la emisión espectral de la fuente (lámpara) en la longitud de onda λ, y $S_d$ es la respuesta del detector en la longitud de onda λ. Esta integral puede evaluarse gráficamente si se conoce la respuesta del detector y la distribución de energía de la lámpara. Desgraciadamente, las especificaciones de la lámpara tienden, naturalmente, a ocuparse más del brillo de la lámpara que de la efectividad como fuente de radiación.

La integral de la ecuación (3) puede escribirse más convenientemente en términos de la densidad de flujo (irradiancia) en el detector:

$$I_d = \int I_s(\lambda)\, .\, S_d(\lambda)\, d\lambda \qquad (4)$$

donde $I_d$ es la irradiancia efectiva vista por el detector, e $I_s$ la irradiancia efectiva en el detector debida a la fuente. Esta integración puede resolverse gráficamente.

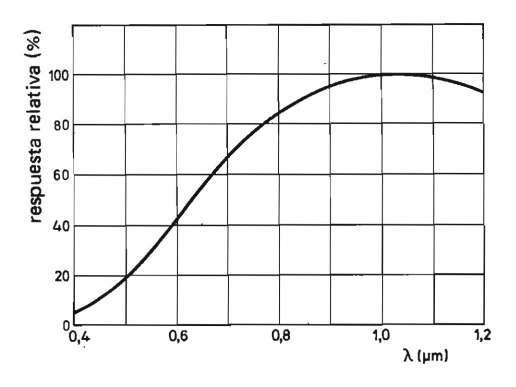



Figura 5. La emisión espectral del iluminante normalizado *A* de la IEC, que tiene una temperatura de color de 2855,6 K.

## Trabajo con los datos publicados

Veamos ahora como se especifican e interpretan los datos que nos proporcionan los fabricantes de dispositivos optoelectrónicos.

*Fotodetectores*

Para fines de diseño, es conveniente presentar las soluciones generales de la ecuación (4) en forma de dos curvas que, juntas permitan la manipulación de los datos publicados en unidades fotométricas y radiométricas. Un ejemplo de las primeras viene dado en la figura 7. Esta figura muestra un gráfico de la irradiancia efectiva expresada en forma de porcentaje:

$$100 \frac{I_d}{\int_0^\infty I_s(\lambda)\, d\lambda};$$

es decir, la relación entre la irradiancia total del detector para la fuente y la irradiancia efectiva vista por el detector, trazada en función de la temperatura de color para una lámpara de filamento de tungsteno.

La curva de la figura 7 puede utilizarse del siguiente modo. Según los datos publicados para el fototransistor BPX72, un dispositivo típico dejará pasar 3 mA al ser irradiado en un nivel de 12 mW/cm$^2$ (≙ 2500 lx) por una lámpara de temperatura de color 2854 K. Según la figura 7, el porcentaje de esta radiación efectiva en el BPX72 es el 23%. Así el BPX72 ve efectivamente $12 \times 0{,}23 = 2{,}76$ mW/cm$^2$. Ahora bien, ya que la irradiancia efectiva del BPX72, deducida de la figura 7 puede ser considerada como la irradiancia monocromática a 800 nm (donde está la cresta de respuesta espectral), la sensibilidad del BPX72 a 800 nm es:

$$3 \text{ mA}/2{,}76 \text{ mW/cm}^2 = 1{,}09 \text{ mA/mW/cm}^2$$

para un dispositivo típico. Este valor combinado con la curva de respuesta espectral relativa publicada en los datos, permite calcular la sensibilidad del dispositivo para otra radiación de banda estrecha (de un LED, por ejemplo).

La segunda curva requerida cuando las especificaciones de la lámpara o las del detector están indicadas sólo en términos de unidades fotométricas es la $I_d(\Phi)$, la irradiancia del detector en función de la iluminación. En la figura 8 está representada $I_d(\Phi)$, en mW/cm$^2$/1000 lx respecto a la temperatura de color de la lámpara. (Esta curva es un promedio deducido de una gran cantidad de datos publicados para lámparas de filamento de tunsgteno; las lámparas reales pueden variar en un 10% con respecto a la curva media dada.) Así, con una iluminancia de 1000 lx de una lámpara a 2850 K, la irradiancia total es aproximadamente 5 mW/cm$^2$. (En los datos del BPX72 publicados, la irradiancia total para 1000 lx de una lámpara a 2854 K es de 4,75 mW/cm$^2$.) Esto debe multiplicarse por la cifra de eficiencia para el dispositivo (que se obtiene de la figura 7 para el BPX72) para obtener la irradiancia efectiva vista por el detector.

**Diodos emisores de luz**

El diodo emisor de luz (LED) es una fuente de espectro estrecho. Si emite luz no visible (generalmente infrarroja) el fabricante dará la curva de emisión espectral relativa y la potencia total de salida en función de la corriente. Ya que el espectro es bastante simétrico y estrecho comparado con el de la mayoría de los detectores,

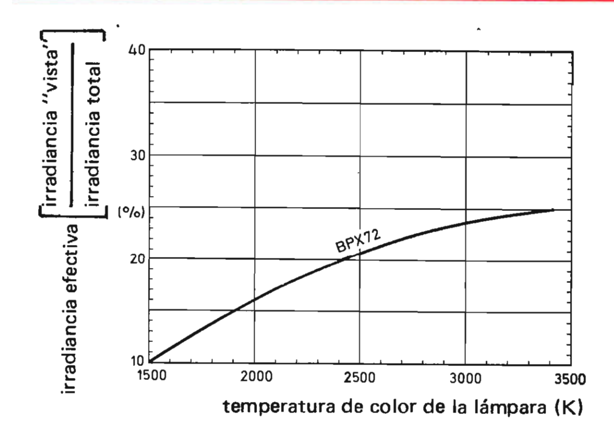



Figura 7. Curva que da el porcentaje de efectividad de una lámpara de filamento de tungsteno en un fototransistor BPX72, en función de la temperatura de color de la lámpara. Esta es una "curva de salida esférica media". Las lámparas no son fuentes isótropas.

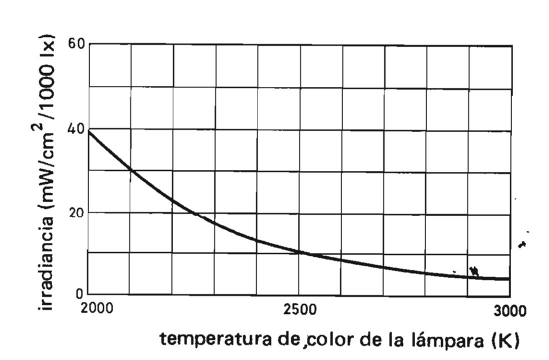



Figura 8. Potencia total radiada por una lámpara de filamento de tungsteno para un brillo de 1000 lx, en función de la temperatura de color de la lámpara. Dos temperaturas de color de lámparas de prueba de uso corriente son 2700 K y 2854 K, correspondientes a 7,6 mW/cm$^2$/1000 lx y 4,75 mW/cm$^2$/1000 lx respectivamente.

puede ser considerado monocromático y la respuesta relativa del detector en la longitud de onda de la cresta del LED puede ser utilizada en los cálculos sin error significativo.

Cuando el LED emite luz visible, el fabricante invariablemente expresa su salida fotométricamente. Si el LED ha de ser utilizado en un indicador visual, esto no plantea ningún problema, ya que se requiere una medida relacionada con el ojo. Sin embargo, si ha de ser utilizado como un fotodetector, los datos fotométricos deben convertirse en datos radiométricos para fines de diseño. Esto es necesario porque el espectro del LED será diferente del de la fuente con la cual fue caracterizado el detector, incluso si los datos del detector están dados en unidades fotométricas.

La conversión de los datos para un LED visible de unidades fotométricas a radiométricas es prácticamente directa. La potencia del LED como fuente se indicará en candelas o milicandelas (mcd) sobre un eje. (Recuérdese que algunos LED están equipados con una lente o tienen una determinada respuesta direccional; para una respuesta en una dirección que no corresponde con el eje, utilizar la salida correspondiente del diagrama polar en la dirección requerida). Convertir esta intensidad luminosa en $lm/m^2$ en el detector. Utilizando la figura 3 y tomando la longitud de onda de cresta del LED como longitud de onda monocromática de salida, convertirla en $W/m^2$. Una vez obtenida esta cifra, proceder como para un LED especificado en unidades radiométricas.

De este modo tenemos todos los datos que necesitamos para el diseño cuantitativo utilizando fotodetectores (fototransistores, fotodiodos, células CdS, etc.) con lámparas de filamento de tungsteno, LEDs, o de hecho, con cualquier fuente luminosa de la cual conozcamos la emisión espectral en términos absolutos.

**Cálculo de la respuesta del fotodetector**

Para ilustrar los principios que se han discutido hasta aquí, se dan algunos ejemplos elementales de diseño.

*Respuesta a una lámpara de filamento de tungsteno*

Se ilumina un fototransistor BPX72 sobre su eje, con una lámpara de filamento de tungsteno de 100 W y temperatura de color de 2700 K, a una distancia de 0,5 m. Con esta información se puede calcular la irradiancia del BPX72:

$$I = \frac{P_r}{4\pi r^2},$$

donde $P_r$ es la potencia radiada de la lámpara y $r$ es la distancia en metros de la lámpara al detector. Si la eficiencia radiante de la lámpara es del 80%, entonces la irradiancia del detector será:

$$I = \frac{0{,}8 \times 100}{4\pi \times 0{,}5^2} = 25{,}5\ W/m^2 = 2{,}55\ mW/cm^2.$$

Según la figura 9, la irradiancia efectiva de un BPX72 es del 21% para una lámpara de 2700 K, de modo que la irradiancia vista es $2{,}55 \times 0{,}21 = 0{,}54\ mW/cm^2$. La sensibilidad de un BPX72 de acuerdo con lo indicado anteriormente, es de $1{,}09\ mA/mW/cm^2$, de modo que, suponiendo que el dispositivo es lineal, puede esperarse una corriente de $1{,}09 \times 0{,}54 = 0{,}59$ mA de un dispositivo típico, en las condiciones mencionadas.

*Respuesta a un diodo emisor de luz*

Se considerarán dos casos, respuestas a un LED de infrarrojos de GaAs y a un LED rojo de GaAsP.

*Ejemplo 1*

¿Qué corriente circulará en un fototransistor BPX29 iluminado desde una distancia de un centímetro por un LED tipo CQY11B?

La sensibilidad indicada para el BPX29 es de 0,8 μA/lux, medida en relación con una lámpara de filamento de tungsteno de 2700 K. Según la figura 8, la irradiancia debida a esta lámpara es $7{,}7\ mW/cm^2/1000$ lux, por consiguiente $0{,}8 \times 1000/7{,}7 = 104\ \mu A/mW/cm^2$. Sin embargo, según la figura 9, la irradiancia efectiva de un

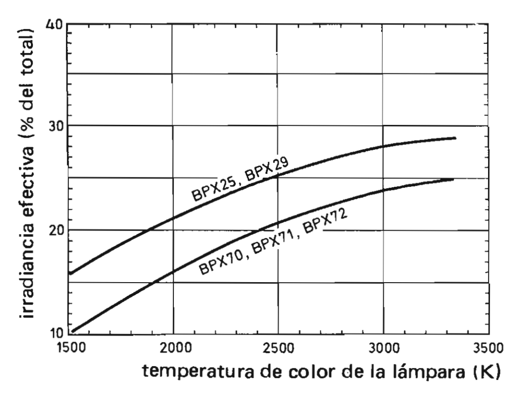



Figura 9. Curvas de irradiancia efectiva para varios tipos de fototransistores, en función de la temperatura de color del filamento de tungsteno.

BPX29 para 2700 K es del 26%, de modo que en la longitud de onda de 800 nm de cresta de la respuesta espectral, la sensibilidad es 1,04/0,26 = 400 $\mu$A/mW/cm$^2$. Finalmente, de acuerdo con su curva de respuesta espectral publicada, la sensibilidad relativa del BPX29 en la longitud de onda de cresta de emisión (880 nm) del CQY11B es del 90%; por consiguiente 400 × 0,9 = 360 $\mu$A/mW/cm$^2$.

La intensidad radiante del haz de un CQY11B, sobre el eje, es de 64 $\mu$W/esterorradián para un dispositivo "típico" activado a 20 mA. A una distancia de un centímetro esto corresponde a 64 $\mu$W/cm$^2$ o a 0,064 mW/cm$^2$. Así, la salida del BPX29 es de 360 × 0,064 $\mu$A, o sea 1,15 $\mu$A/mA de la corriente del LED.

*Ejemplo 2*

¿Qué salida se puede esperar de un BPX72 iluminado por un diodo emisor de luz roja tipo CQY24?

Igual que anteriormente, la sensibilidad espectral de cresta de un BPX72 es de 1,09 mA/mW/cm$^2$. La emisión del CQY24 es de 650 nm. A esta longitud de onda, la respuesta relativa del BPX72 (según las características publicadas) es del 60%. Así, la respuesta absoluta es 1,09 × 0,65 mA/mW/cm$^2$.

La intensidad luminosa del CQY24, en el eje, es típicamente de 1,5 mcd para $I_F$ = 20 mA. Ahora bien, una candela corresponde a un flujo total de 4$\pi$ lúmenes, o en el eje a una distancia de 2 cm, 1/2$^2$ = 0,25 lúmenes/cm$^2$/cd. Para 1,5 mcd esto da 1,5 × 0,25 = 0,375 mlm/cm$^2$. Según la figura 3, un vatio de potencia radiada a 650 nm produce 80 lúmenes, de modo que la irradiancia producida por el LED a una distancia de 2 cm es de 0,375/80 = 4,6 $\mu$W/cm$^2$. Por tanto, la respuesta que debe esperarse del BPX72 iluminado así es de 0,65 × × 0,0046 = 3,0 $\mu$A ó 0,15 $\mu$A/mA de la corriente del LED.

Las sensibilidades utilizadas en los cálculos precedentes están basadas en la suposición de una respuesta lineal para niveles de iluminación muy bajos. Debido a las fugas del diodo y a la disminución de $h_{FE}$ en los fototransistores para bajos niveles de corriente, esta suposición no es necesariamente válida. Sin embargo, las respuestas calculadas pueden tomarse como guía útil de la respuesta incremental que puede esperarse en niveles de iluminación más altos.

**Apéndice**

*Características de las fuentes luminosas usuales*

Frecuentemente resulta útil conocer las principales propiedades de las distintas fuentes luminosas que se utilizan, ya sea para estimar el nivel de ruido o para determinar corrientes estables en fotodetectores expuestos. Esta información se ofrece aquí de forma abreviada. Ha sido recogida de distintas fuentes, principalmente de fabricantes de equipos de alumbrado.

*El cuerpo negro*

El cuerpo negro es el radiador térmico ideal. Sus características de radiación son función de su temperatura y no de los materiales que lo componen. Las distribuciones espectrales relativas de los cuerpos negros para diferentes temperaturas, se muestran en la figura 10.

La longitud de onda para la cual el flujo radiante de un cuerpo negro es máximo viene dada por la ley de Wien:

$$\lambda_m T = 2897,$$

donde $\lambda_m$ es la longitud de onda de máxima radiación y $T$ es la temperatura del cuerpo negro en grados Kelvin.

La exitancia radiante total de un cuerpo negro viene dada por la ley de Stefan-Boltzman:

$$P_{tot} = \sigma T^4,$$

donde $P_{tot}$ es la exitancia radiante en W/cm$^2$, $T$ es la temperatura en grados Kelvin y $\sigma$ es la constante de Stefan-Boltzman, 5,67 × 10$^{-12}$ W/cm$^2$/s/K$^4$.

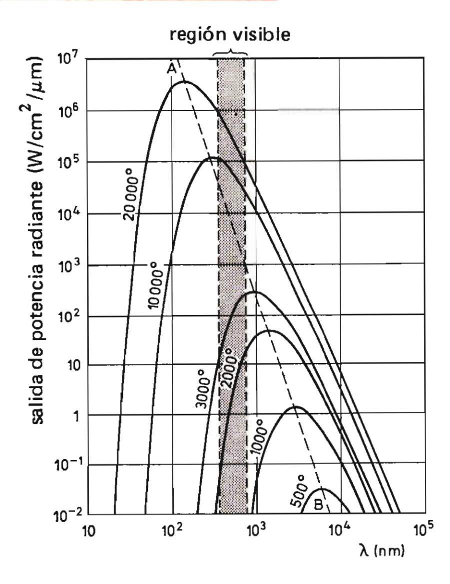



Figura 10. Distribución espectral de la radiación de un cuerpo negro a distintas temperaturas.

La curva de la exitancia radiante respecto a la longitud de onda tiene siempre la misma forma y está determinada por la ley de Planck:

$$P(\lambda)d = \frac{C_1\lambda^{-5}\,d\lambda}{\exp(C_2/\lambda T) - 1}$$

donde $C_1 = 3{,}7 \times 10^{-12}$ W.cm$^2$ y $C_2 = 1{,}44$ cm.K.

Un cuerpo negro en el punto de fusión del platino (2044,9 K) es la base del lúmen patrón internacional.

*Lámpara de filamento de tungsteno*

La distribución espectral de la radiación de una lámpara de filamento de tungsteno se caracteriza por la variación de la emisión del tungsteno con la temperatura por la longitud de onda. Así, aunque el espectro de una lámpara de filamento de tungsteno superficialmente se parece al de un cuerpo negro, las ecuaciones del cuerpo negro necesitan ser corregidas. El espectro de un cuerpo negro y el de una lámpara de filamento de tungsteno se comparan en la figura 11.

La temperatura del filamento de una lámpara de tungsteno puede determinarse a partir de la variación de su resistividad. Ya que la resistividad aumenta rápidamente con la corriente, una determinación precisa requiere el empleo de un puente de corriente muy baja. Alternativamente, la resistencia puede medirse para varias corrientes del puente y extrapolarse a cero.

La resistencia en caliente se determina mejor por medio de mediciones de corriente y de tensión. La variación de la resistencia en función de la temperatura para una lámpara de filamento de tungsteno está representada en la figura 12. Es necesaria alguna corrección para obtener la temperatura de color efectiva a partir de la temperatura del filamento. Esta corrección puede determinarse a partir de la figura 13, y a continuación la longitud de onda para la salida de cresta por la ley de Wien.

No toda la potencia disipada por el filamento de la lámpara es irradiada. Parte se escapa por los terminales, parte es absorbida por la ampolla de vidrio y eliminada por convección desde el zócalo de la lámpara. Alguna indicación de la eficiencia radiante $P_{in}/P_{rad}$ de varios tipos de lámparas se da en la tabla 5, que también da una lista de la proporción de la potencia de entrada radiada en el espectro visible. La curva de la figura 9 se obtuvo de una gran cantidad de datos de lámparas similares.

Las lámparas de filamento de tungsteno puede ser mo-

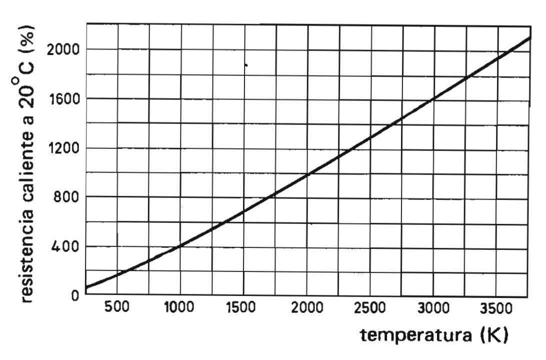



Figura 12. Porcentaje de aumento de resistencia de un filamento de tungsteno en función de su temperatura.

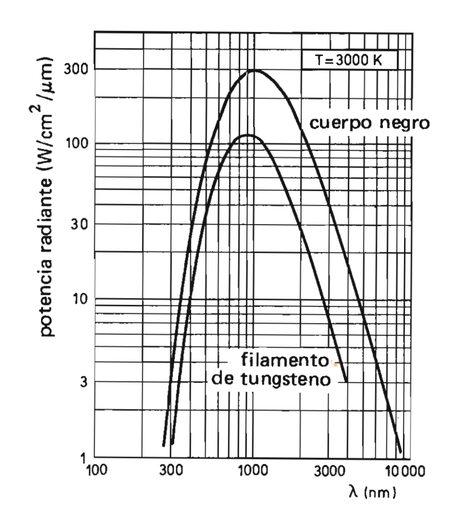



Figura 11. Distribuciones espectrales de un cuerpo negro y del tungsteno comparadas a 3000 K.

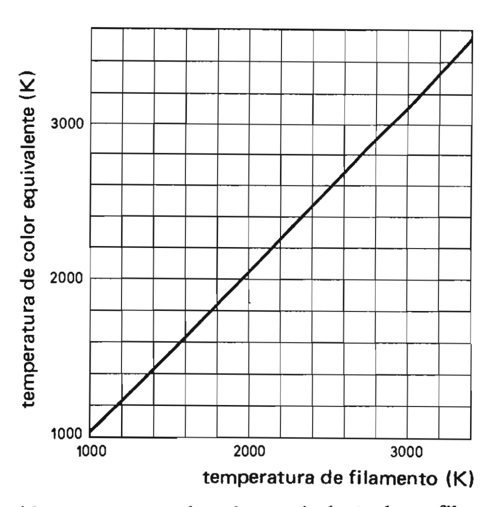



Figura 13. Temperatura de color equivalente de un filamento de tungsteno en función de su temperatura.

**Tabla 5. Eficiencias radiante y luminosa de lámparas de filamento de tungsteno.**

| *Potencia de entrada (W)* | *Potencia radiada (%entrada)* | *Radiación visible (%salida)* | *Temperatura de color (K)* | *Brillo (promedio esférico) (lúmen/$W_{in}$)* | |
|---|---|---|---|---|---|
| 6 | 93 | 6 | 2500 | 12 | vacío |
| 10 | 93,5 | 7 | 2650 | 16 | vacío |
| 25 | 94 | 8,7 | 2800 | 21 | vacío |
| 25 | 61 | 3,7 | 2550 | 9 | llena de gas |
| 40 | 67 | 4,7 | 2650 | 11 | llena de gas |
| 100 | 82 | 10 | 2905 | 18 | llena de gas |
| 200 | 77 | 10 | 2980 | 21 | llena de gas |

duladas variando la tensión del filamento, pero la profundidad de modulación alcanzable varía tanto con la frecuencia como con la potencia de la lámpara (tamaño del filamento). En la figura 14 se da alguna indicación de la modulación de varios tipos de lámparas. La modulación también variará la temperatura de color de la lámpara, de modo que, con un detector selectivo, se variará la profundidad aparente de modulación.

*Lámparas de descarga de gas y lámparas fluorescentes*

Las características de salida de las lámparas de descarga de gas dependen del gas en el cual tiene lugar la descarga.

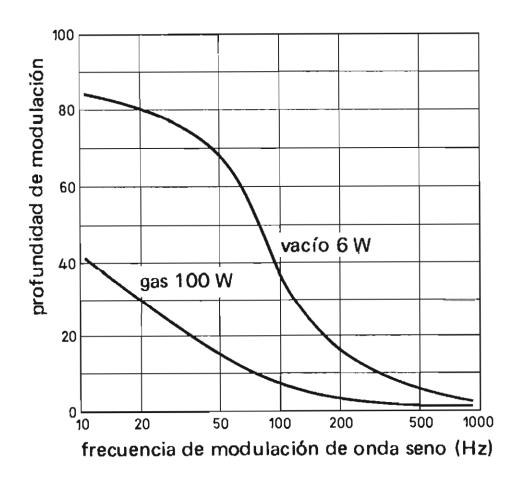



Figura 14. Profundidad de modulación alcanzable para radiación de lámparas de filamento de tungsteno alimentadas con corriente modulada al 100%. La disipación media del filamento es la potencia nominal de la lámpara. Esta curva debe ser utilizada sólo como guía, otras lámparas tienen tiempos de respuesta muy diferentes.

El espectro más sencillo, en el margen visible, es el de una lámpara de sodio. Alrededor del 25% de la potencia de entrada es irradiada en una estrecha banda de longitudes de onda entre 588,9 y 589,6 nm. Un 35% a 40% se irradia como infrarrojo. El resto se pierde por conducción y como disipación en la resistencia compensadora.

Las lámparas de vapor de mercurio radian alrededor de 15% de su potencia de entrada en el margen visible, aproximadamente 2% en ultravioleta y 45% en infrarrojo.

Los tubos fluorescentes son lámparas de mercurio en las cuales la calidad de la luz y la eficiencia se mejoran revistiendo de fósforo el interior de los tubos. Un tubo fluorescente de 40 W de entrada irradiará alrededor del 20% de su entrada como luz visible, aproximadamente 30% en infrarrojo y el 1% en ultravioleta. El resto se pierde por conducción o convección y en los componentes de carga. El espectro de un tubo fluorescente del tipo "luz de día" está representado en la figura 15.

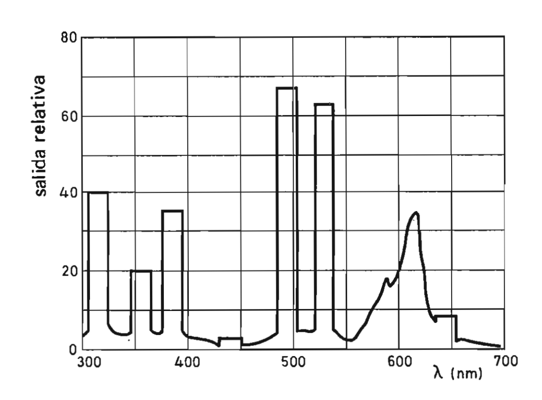



Figura 15. Espectro en la región visible de un tipo de tubo fluorescente. Esencialmente, la salida de luz es la del gas de relleno (vapor de mercurio) superpuesta a la del fósforo.

*Luz solar y luz diurna*

El sol como fuente de radiación se aproxima a un cuerpo negro de temperatura de color 6000 K. Su salida está modificada por la absorción en su atmósfera exterior. Al nivel del suelo, la luz solar se ve filtrada también por la atmósfera terrestre. Hay bandas de absorción debidas a las distintas sustancias de las cuales está compuesta la atmósfera. La irradiancia debida al sol está representada en la figura 16 para inmediatamente encima de la atmósfera y tal como se ve en una latitud de 50° de un día claro. El ángulo de elevación del sol determina el espesor de la atmósfera que tiene que atravesar la luz solar. Cerca de la puesta del sol, la luz solar está sometida a mucha más absorción. El porcentaje de irradiancia cerca de la puesta del sol está representado en la figura número 17.

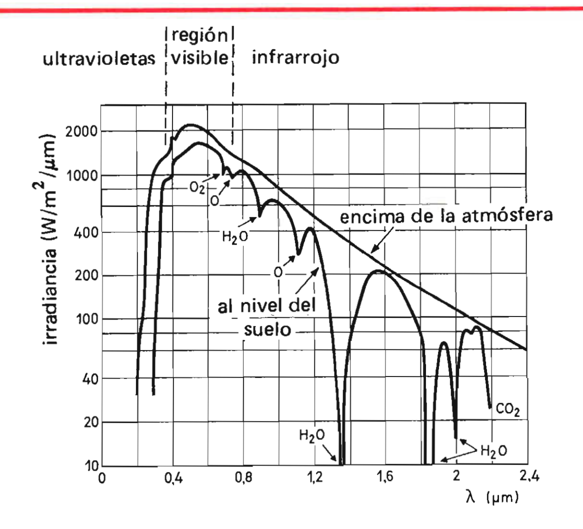



**Figura 16. Irradiancia de sol en función de la longitud de onda.**

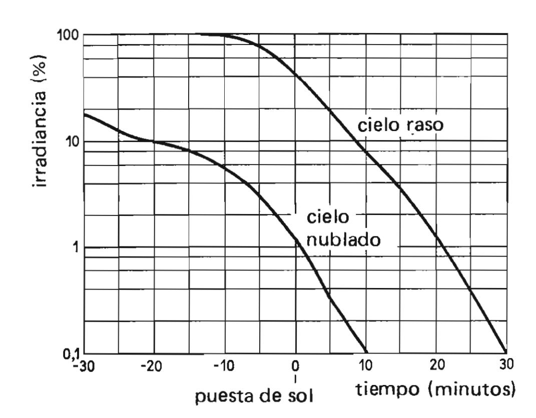



Figura 17. Debido al aumento de la absorción atmosférica, la luz solar es absorbida y filtrada al acercarse la puesta del sol. La irradiancia representada aquí es un porcentaje de la del mediodía, pero hay que recordar que la luz se hace más roja a medida que se amortigua.

# INTENSIFICADORES DE IMAGEN

*En este artículo se describen los tres tipos básicos de intensificadores de imagen y se dan las características fundamentales en las que el diseñador debe basarse a la hora de elegir un intensificador para una determinada aplicación.*

Los intensificadores de imagen son dispositivos optoelectrónicos en los que la imagen de una escena u objeto se enfoca a la entrada en un fotocátodo y después se intensifica electrónicamente. La imagen intensificada se observa directamente a la salida en una pantalla luminiscente. Los dispositivos descritos aquí se utilizan en sistemas pasivos; es decir, funcionan con la luz disponible y no necesitan que se ilumine el objeto con radiación de infrarrojos. Amplificando el nivel de luz hasta unas cien mil veces, pueden facilitar la visión en condiciones de oscuridad casi total, por ejemplo, en una nublada noche sin luz de la luna.

En este artículo se describen los tres tipos básicos de intensificadores de imagen.

### Tipos de intensificadores de imagen

*Intensificador de imagen de una etapa con enfoque electrostático*

Se enfoca la luz del objeto en el fotocátodo por medio de una lente objetivo, y el fotocátodo emite un haz de electrones equivalente (véase la figura 1). Los electrones se aceleran por medio de un potencial de algunos miles de voltios y se hacen incidir en una pantalla de fósforo, donde dan lugar a una imagen intensificada del objeto original. La nueva imagen está invertida.

Las propiedades del fotocátodo se definen por la respuesta espectral y la sensibilidad. Esta puede expresarse de dos modos: sensibilidad radiante (mA/W) y sensibilidad luminosa ($\mu$A/lm). Para aplicaciones de visión nocturna puede emplearse un fotocátodo tipo S1, pero para fotografía nocturna y sistemas pasivos es preferible el empleo de un fotocátodo tipo S20.

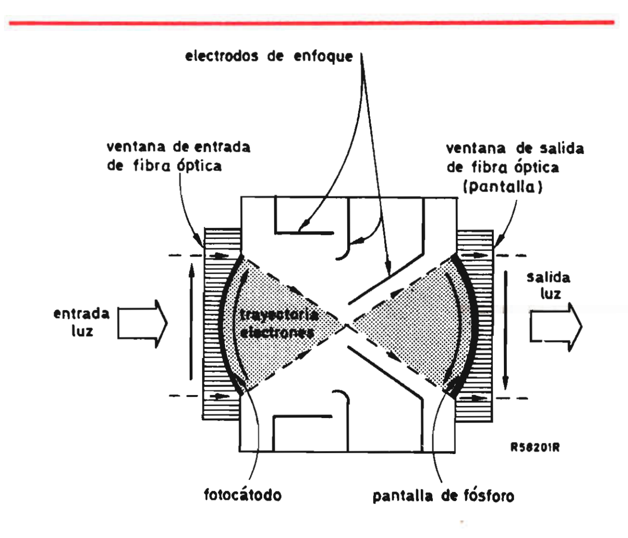



Figura 1. Intensificador de imagen de una etapa con enfoque electrostático.

Las pantallas luminiscentes pueden ser de distintos tipos según sea la aplicación. Las pantallas de visión directa son normalmente tipo P20, cuya respuesta es parecida a la del ojo humano.

*Intensificador de imagen de tres etapas con enfoque electrostático*

Las tres etapas en cascada de este dispositivo (figura 2) proporcionan una mayor ganancia de luminancia que el intensificador de una etapa. Se consigue el acoplamiento entre las etapas con placas de fibra óptica, que no sólo tienen elevado rendimiento sino que son compactas y diseñadas para ser compatibles con el sistema de enfoque electrostático.

Debido a que hay tres etapas inversoras, la imagen final está invertida. Además al igual que en el intensificador de una etapa, la resolución es muy buena.

Algunos tipos poseen control automático de brillo (CAB), con una fuente de alimentación integrada o para utilizarlos con un oscilador externo.

*Intensificador de imagen inversor de microcanal con enfoque electrostático*

Este dispositivo (véase la figura 3) tiene una similar ganancia de luminancia, pero menor distorsión y mejor factor de transferencia de modulación que el intensificador en cascada. También es más pequeño. En realidad, es un intensificador de imagen de una etapa y enfoque electrostático con una placa de microcanal multiplicadora de electrones situada muy cerca de la pantalla visora.

Las placas de canal constan de millones de "canales" o tubos diminutos en paralelo unos con otros entre las dos superficies de la placa. Cada canal actúa como un multiplicador de electrones debido al elevado potencial aplicado entre sus terminales y a un revestimiento interno emisor. Por esto, la densidad de la imagen de electro-

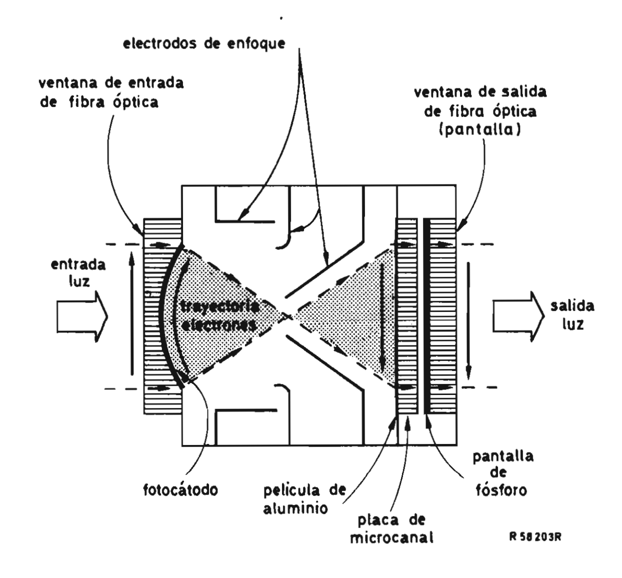



Figura 3. Intensificador de imagen inversor de microcanal con enfoque electrostático.

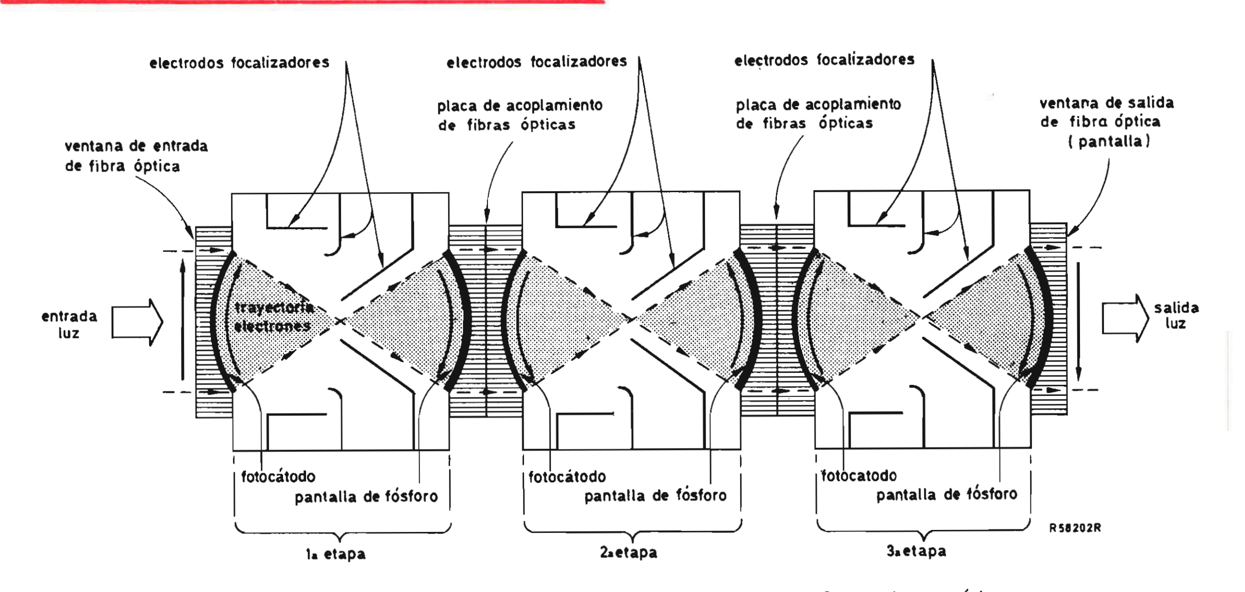



Figura 2. Intensificador de imagen de tres etapas (cascada) con enfoque electrostático.

nes en el lado de salida de la placa es mucho mayor que en el lado de entrada y se forma una imagen brillante en la pantalla luminiscente.

Una propiedad interesante es que algunos canales se pueden saturar sin afectar a los canales cercanos. Así, se suprimen fuentes de puntos brillantes sin reducir la ganancia en partes más oscuras de la imagen.

Un hecho especial del intensificador de placa de canal con enfoque electrostático es que el diseño permite depositar una película metálica de aluminio en el lado de entrada de la placa de canal. De este modo se iguala la ganancia en todos los puntos de la placa y se evita así una zona de ganancia reducida o "mancha negra" en el centro de la imagen.

La película de aluminio reduce también el ruido de fondo del tubo. Además, protege al fotocátodo de los iones positivos producidos en la placa de canal, y contribuye de este modo a alargar la vida, incluso con elevada iluminación del cátodo. Bajo condiciones normales de funcionamiento, la vida del tubo es de muchos miles de horas.

Como con los intensificadores descritos anteriormente, el dispositivo de placa de canal con enfoque electrostático produce una imagen invertida. Está disponible con ganancia variable y control automático de brillo. Hay también tipos con una fuente de alimentación incorporada (véase la figura 4) la cual es ideal para aparatos de visión nocturna y aplicaciones similares donde sean necesarios tamaño y peso mínimos.

## Características y elección del tubo

Si se decide por un intensificador de imagen para una determinada aplicación, desafortunadamente no existe ningún factor de mérito que los diseñadores de equipo puedan utilizar como guía, ni tampoco existe ninguna característica en la que se pueda basar la elección. Sin embargo, evidentemente la elección depende de la aptitud de un intensificador para la aplicación en cuestión. Por esto, se han diseñado intensificadores de imagen que dan el mejor rendimiento posible en campos específicos de aplicación. No se pide que ofrezcan la mayor ganancia de luminancia o la mejor característica de calidad. Lo que se ofrece, por tanto, es una gama de dispositivos en los que cada característica se considera, no aislada, sino en su efecto sobre el rendimiento total del tubo. Por ejemplo, una sensibilidad de fotocátodo extremadamente alta tiene poco significado si contribuye a un elevado nivel de ruido o si está asociada a un bajo factor de

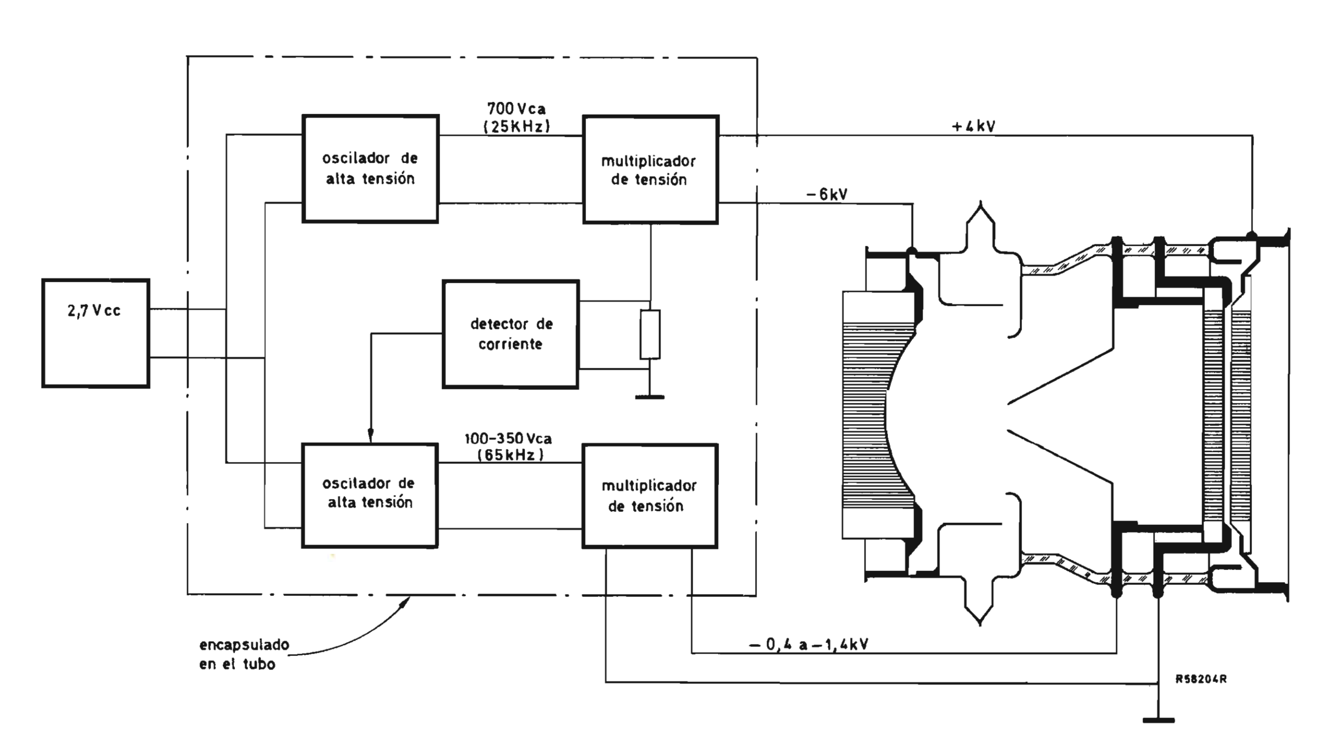



Figura 4. Fuente de alimentación integral del inversor de microcanal. La única conexión necesaria es una batería de 2,7 V de c.c.

transferencia de modulación.

Es importante considerar cuatro características principales y las relaciones que existen entre sí cuando se trata de elegir un intensificador de imagen. Estas son:

*Respuesta espectral del fotocátodo*

Está definida por el tipo de fotocátodo. Los fotocátodos de tipo S20 y S25 dan buen rendimiento para sistemas pasivos de visión nocturna; es decir, dan la máxima respuesta a la luz visible, con respuesta apreciable en la parte del espectro cercana al infrarrojo (véase la figura 5).

*Sensibilidad de fotocátodo*

Indica el rendimiento del fotocátodo o la proporción con que se emiten los electrones cuando la luz incide sobre él. Se mide en microamperios por lumen empleando una fuente de tungsteno normalizada y en miliamperios por vatio con luz monocromática para ciertas longitudes de onda cerca del infrarrojo.

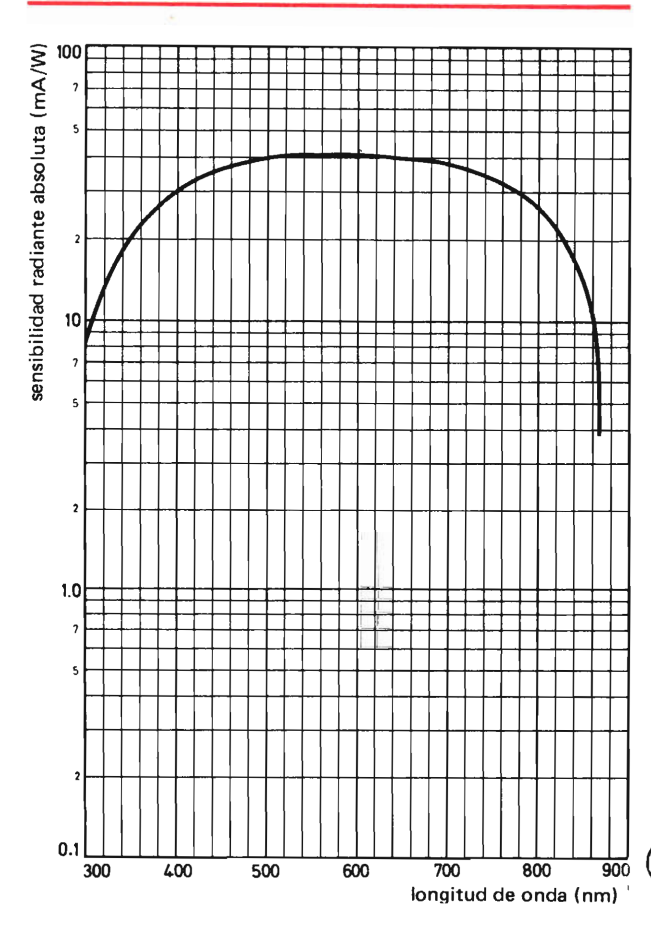



Figura 5. Respuesta espectral típica del fotocátodo S25.

*Iluminación de fondo equivalente*

Es el valor de la iluminación de entrada (en microlux) que produce un aumento en la luminancia de la pantalla igual a la debida al ruido de fondo generado en el dispositivo. Esta medida se hace con el intensificador de imagen funcionando en su máxima ganancia de luminancia.

*Ganancia de luminancia*

Se expresa como un número, igual a la relación:

$$\pi \times \frac{\text{luminancia normal a la pantalla (cd/m}^2\text{)}}{\text{iluminación del fotocátodo (lux)}},$$

(utilizando una fuente de tungsteno normalizada.)

Otras tres características son:

*Resolución*

La resolución central se mide en el centro del fotocátodo y la resolución del borde se mide en una distancia radial del centro especificada. Los valores de "pares de línea/mm" se refieren a una trama de líneas en blanco y negro con un contraste aproximado del 100%.

*Factor de transferencia de modulación*

Es una comparación del contraste de "la imagen de entrada" con el contraste de la "imagen de salida". Se mide utilizando un objeto en el que la transición entre los puntos iluminados y los oscuros es sinusoidal, y se expresa para diferentes valores de la "frecuencia espacial" (ciclos por mm).

*Distorsión*

La distorsión en tanto por ciento está dada por:

$$\left(\frac{\text{amplificación del círculo "grande" en el fotocátodo}}{\text{amplificación del círculo "pequeño" en el fotocátodo}} - 1\right) \times 100.$$

## SIMBOLOS PARA DIODOS RECTIFICADORES Y TIRISTORES

Este sistema se basa en las recomendaciones de la COMISIÓN ELECTROTÉCNICA INTERNACIONAL

SIMBOLOS DE MAGNITUD

1. Valores instantáneos de corriente, tensión y potencia, que varían con el tiempo se representan por la letra minúscula adecuada.

   Ejemplos $i$, $v$, $p$

2. Los valores máximos (de pico), medios, continuos y eficaces se representan por la letra mayúscula adecuada.

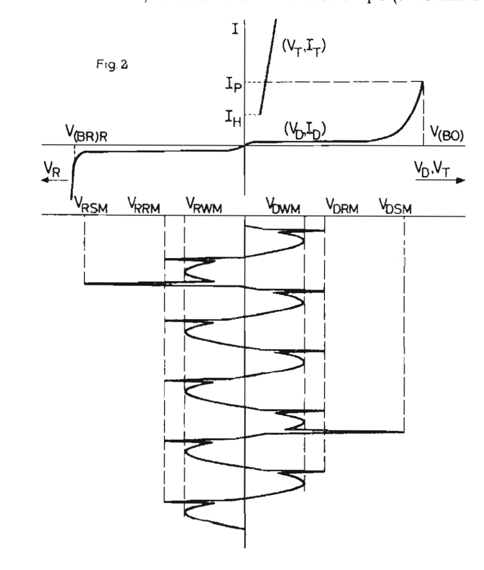
   Ejemplos $I$, $V$, $P$

SUBÍNDICES PARA LOS SÍMBOLOS DE MAGNITUD

1. Los valores totales son indicados por subíndices en mayúsculas.
2. Los valores de los componentes variables son indicados por subíndices en minúsculas.
3. Para los diodos rectificadores de potencia y tiristores, el terminal (los terminales) no se indican en los subíndices, excepto para el terminal de puerta de los tiristores.
4. Lista de subíndices.

| | |
|---|---|
| $G$, $g$ | = terminal de puerta |
| $F$, $f$ | = directo [1] |
| $D$, $d$ | = directo no activado [1]). no disparado (tensión o corriente de puerta) |
| $T$, $t$ | = directo activado [1]). disparado (tensión o corriente de puerta) |
| $R$, $r$ | = como primer subíndice: inverso<br>como segundo subíndice: recurrente |
| AV, av | = valor medio |
| M, m | = valor máximo (de pico o de cresta) |
| (RMS), (rms) | = valor eficaz |
| (BR) | = ruptura |
| (BO) | = ruptura discontinua |
| $H$ | = mantenimiento |
| $P$ | = captación |
| $Q$ | = desconectado |
| $S$ | = como segundo subíndice: no recurrente |
| $W$ | = de trabajo |

5. Ejemplos de aplicación de las reglas.
   La fig. representa una característica simplificada de tiristor junto con una tensión de ánodo/cátodo en función del tiempo (sin señal de puerta).




[1]) Para la tensión de ánodo/cátodo de los tiristores, $F$ es sustituido por $D$ o por $T$, para distinguir entre "no activado" (no disparado) y "activado" (disparado).

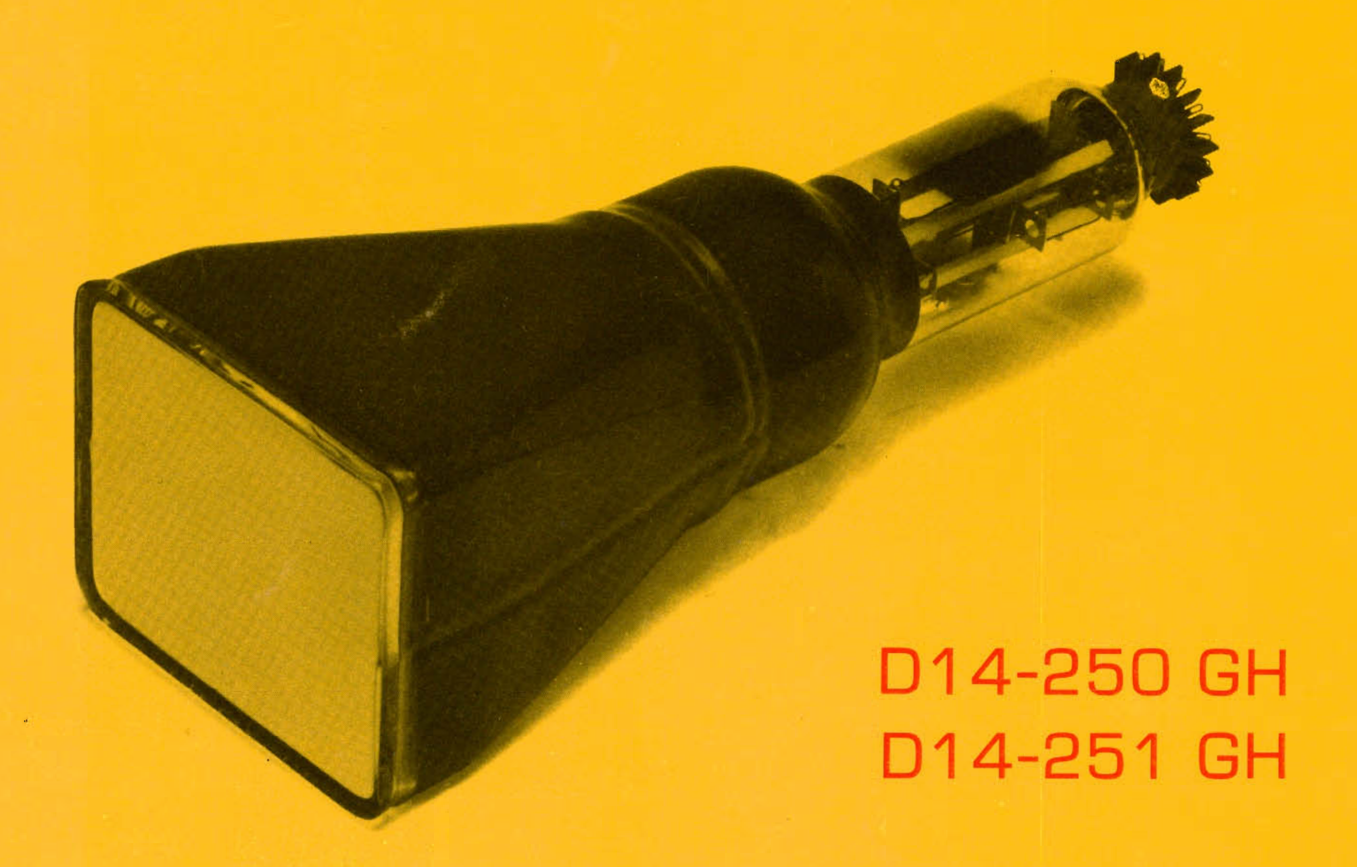
## LISTA DE SIMBOLOS PARA DIODOS RECTIFICADORES (R) Y TIRISTORES (T)

Se han omitido los valores instantáneos ($i$, $p$, $v$) y los componentes de C.A. (subíndices en minúsculas)

| *Símbolo* | *R* | *T* | *Descripción* |
|---|---|---|---|
| $I_D$ | — | T | Corriente no activada (C.C.) |
| $I_F$ | R | T | Corriente directa total (C.C. o media) |
| $I_{FAV}$ | R | — | Corriente media directa total (para distinguir entre media y c.c., si es necesario) |
| $I_{FGM}$ | — | T | Corriente de puerta directa (valor de pico) |
| $I_{FRM}$ | R | — | Corriente directa de pico recurrente |
| $I_{FSM}$ | R | — | Corriente de pico no recurrente |
| $I_H$ | — | T | Corriente de mantenimiento |
| $I_{GT}$ | — | T | Corriente de puerta para disparar todas las unidades |
| $I_P$ | — | T | Corriente principal mínima para el cebado |
| $I_R$ | R | T | Corriente inversa (c.c.) |
| $I_{RG}$ | — | T | Corriente inversa de puerta |
| $I_{RRM}$ | R | T | Corriente inversa repetitiva (valor de pico) |
| $I_T$ | — | T | Corriente directa en conducción (continua) |
| $I_{TAV}$ | — | T | Corriente directa media en conducción |
| $I_{T(RMS)}$ | — | T | Corriente directa eficaz en conducción |
| $I_{TRM}$ | — | T | Corriente directa de pico recurrente en conduccion |
| $I_{TSM}$ | — | T | Corriente directa de pico no recurrente en conducción |
| $P_{GAV}$ | — | T | Disipación media de puerta |
| $P_{GM}$ | — | T | Disipación de puerta (valor de pico) |

| *Símbolo* | *R* | *T* | *Descripción* |
|---|---|---|---|
| $P_{RAV}$ | R | T | Disipación inversa media |
| $P_{RRM}$ | R | T | Potencia inversa de pico recurrente |
| $P_{RSM}$ | R | T | Potencia inversa de pico no recurrente |
| $V_{(BO)}$ | — | T | Tensión de ruptura discontinua |
| $V_{(BR)R}$ | R | T | Tensión inversa de ruptura |
| $V_D$ | — | T | Tensión continua no activada |
| $V_{DRM}$ | — | T | Tensión no activada de pico recurrente |
| $V_{DSM}$ | — | T | Tensión no activada de pico no recurrente |
| $V_{DWM}$ | — | T | Tensión no activada de pico de trabajo |
| $V_F$ | R | — | Tensión contínua directa |
| $V_{FGM}$ | — | T | Tensión directa puerta-cátodo (valor de pico) |
| $V_{GD}$ | — | T | Tensión de puerta/cátodo para no disparar ninguna unidad |
| $V_{GT}$ | — | T | Tensión de puerta/cátodo para disparar todas las unidades |
| $V_R$ | R | T | Tensión continua inversa |
| $V_{RGM}$ | — | T | Tensión inversa puerta-cátodo (valor de pico) |
| $V_{RRM}$ | R | T | Tensión inversa de pico recurrente |
| $V_{RSM}$ | R | T | Tensión inversa de pico no recurrente |
| $V_{RWM}$ | R | T | Tensión inversa de pico de trabajo |
| $V_T$ | — | T | Tensión continua directa (activada) |
| $t_{off}$ | — | T | Tiempo de desconexión |
| $t_{on}$ | — | T | Tiempo de conexión |

# NUEVOS TUBOS DE RAYOS CATODICOS CON PANTALLA RECTANGULAR



## D14-250 GH
## D14-251 GH

**Ventajas de los tubos de rayos catódicos rectangulares**

- ahorro de superficie en el panel frontal del instrumento
- ahorro de espacio en el interior del instrumento
- posibilidad de presentación más moderna y eficiente.

El empleo de tubos de rayos catódicos con pantalla rectangular adquiere cada día mayor importancia debido a que se tiende actualmente a construir aparatos compactos y de reducido tamaño. Además de ofrecer una presentación más moderna, el tubo de rayos catódicos rectangular permite un mejor aprovechamiento de la superficie del panel frontal y del espacio interior del aparato.

Hasta ahora el empleo de pantallas rectangulares ha estado limitado a los tubos destinados a instrumentos de mediano y elevado ancho de banda, provistos de mandos para regulación y de posdesviación. Las mejoras tecnológicas introducidas en la producción de tubos de rayos catódicos permite ahora aplicar pantallas rectangulares a tipos económicos, con monoaceleración, para instrumentos de pequeño ancho de banda.

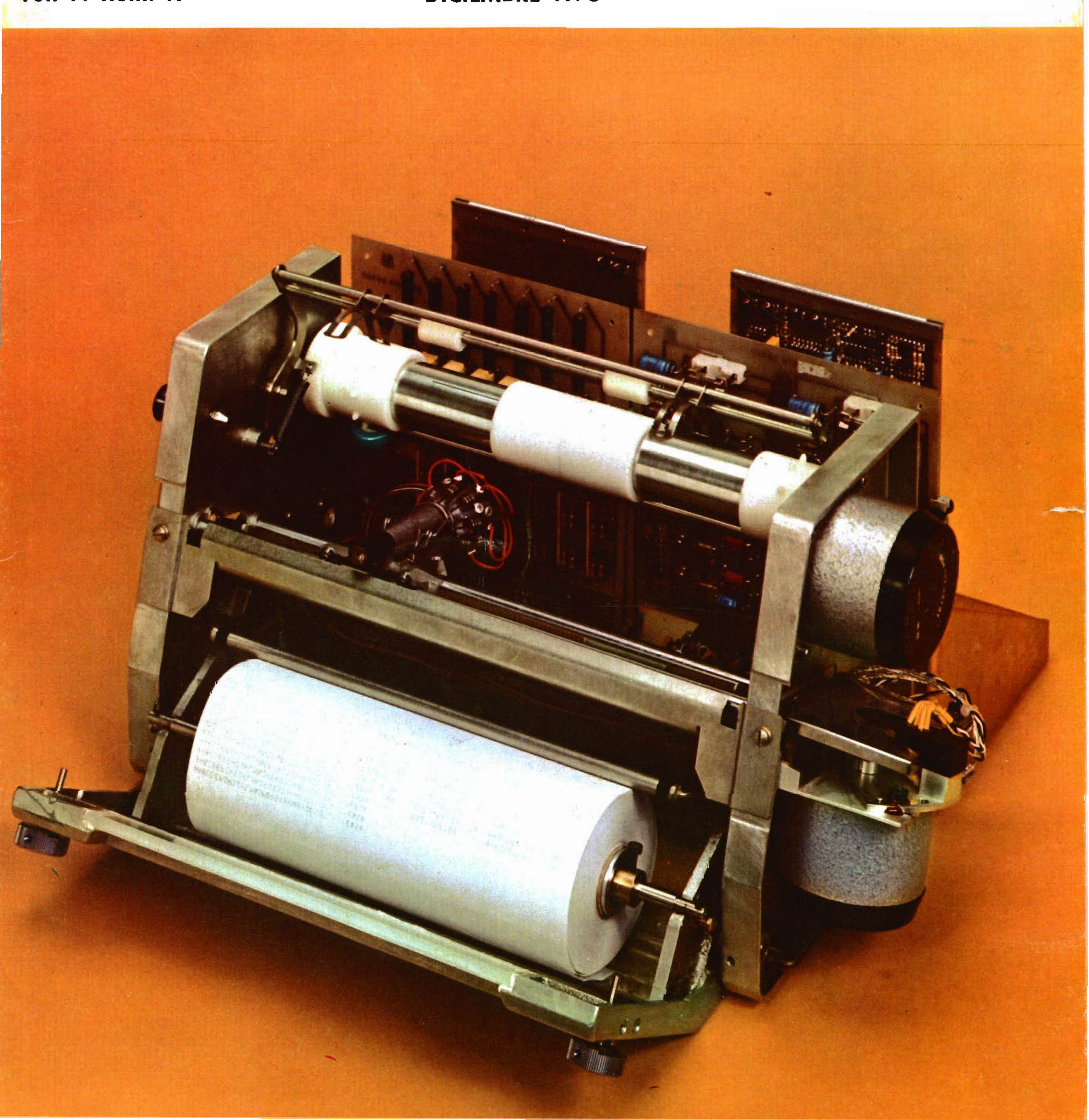
El tubo de rayos catódicos D14-250GH, es un tubo rectangular diseñado para ser empleado en osciloscopios con un ancho de banda de hasta 10 MHz. Tiene una pantalla útil de 10 × 8 cm y, para una tensión de aceleración típica de 2 kV, los coeficientes de desviación son de 24 V/cm (horizontal) y 13 V/cm (vertical). La longitud total del tubo, incluido soporte, es de 331 mm. Las características del filamento son: 6,3 V y 300 mA.

El tubo de rayos catódicos D14-251GH, es idéntico al anterior, salvo el filamento (6,3 V, 95 mA).

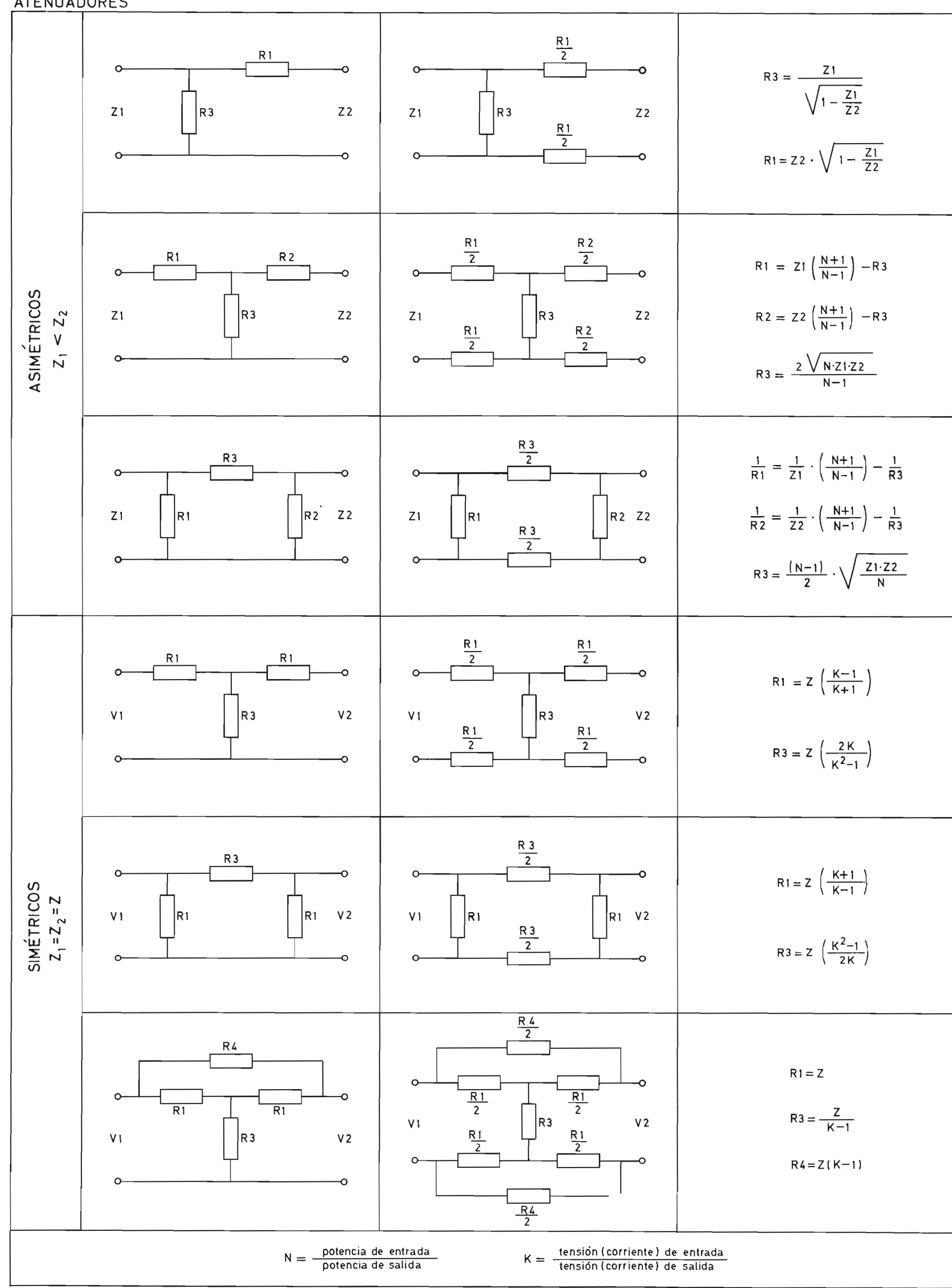
Estos nuevos tubos tienen las mismas dimensiones que el D14-260GH, lo que permite la construcción de osciloscopios en dos estilos (uno para 0-10 MHz y otro para 0-15-20 MHz) empleando análogo chasis y mueble.

# REVISTA "Miniwatt"

Vol. 14-Núm. 11 DICIEMBRE 1975 30 Ptas.

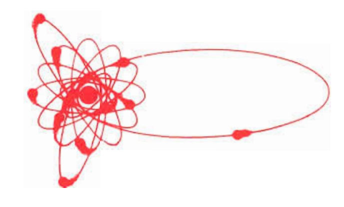


ATENUADORES



REVISTA Miniwatt

**Publicación de aplicaciones electrónicas**



Director:
LUIS ROIZ NORIEGA

Editor:
JUAN GARRIGA PUJOL

Redacción:
Mª DOLORES FORNS-SAMSO

Delineación y compaginación:
Mª CARMEN LAJUSTICIA

Suscripciones:
ROSA MARIA TORRES

Publicada por:

**COMPAÑÍA DE PRODUCTOS ELECTRÓNICOS "COPRESA", S. A.**

SUSCRIPCION ANUAL
(11 números) 250 Ptas.
PRECIO EJEMPLAR 30 Ptas.
CAMBIO DOMICILIO* 15 Ptas.

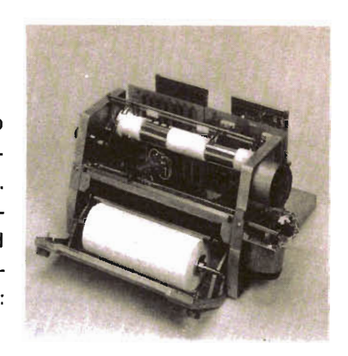
*Rogamos que, al comunicarnos un cambio de domicilio, nos remitan la etiqueta o copia de la etiqueta de envío y 15 Ptas. en concepto de gastos.

DIRIGIR TODA LA CORRESPONDENCIA A:
***Revista MINIWATT***
Balmes, 22 - Barcelona-7



Depósito Legal: B.18.387-61
GRAFESA - Nápoles, 249 - Barcelona



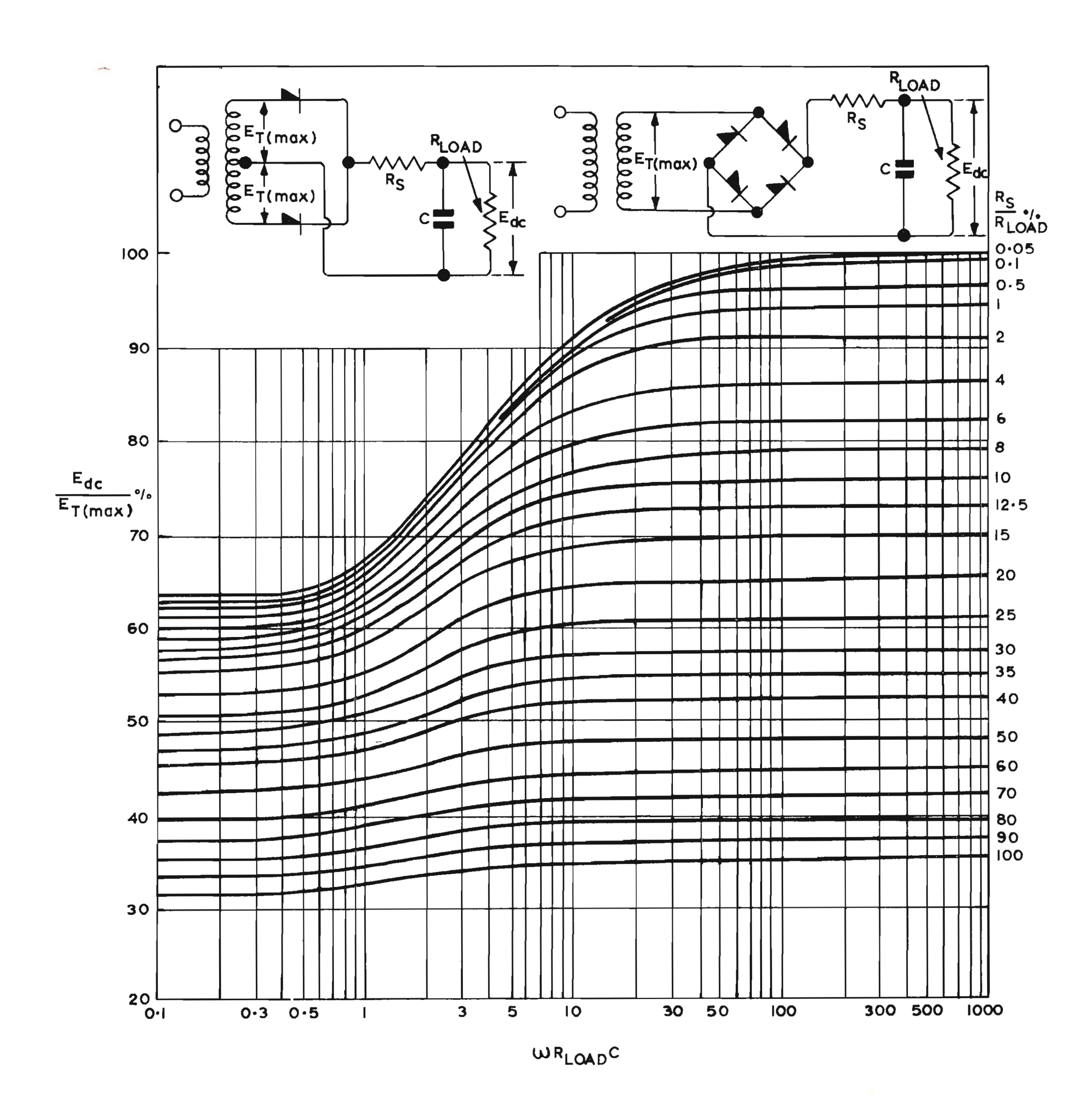



Impresora 250 S del tipo de impacto que representa los caracteres mediante una matriz de 9 × 7 puntos. Modos de operación: carácter a carácter y contínuo. Máxima velocidad de impresión: 100 caracteres por segundo. Máxima anchura de papel: 254 mm.

# ÍNDICE



**VOLUMEN 14 - Número 11** **DICIEMBRE 1975**




Circuitos rectificadores de onda completa (C en F y R en Ω)

# AMPLIFICADORES PARA SISTEMAS DE TELEVISION POR CABLE

*Las pérdidas que se producen en una red de distribución de antena colectiva de televisión se compensan mediante amplificadores colocados a intervalos a lo largo de los cables. Los amplificadores en la parte de bajo flujo de la red de distribución tienen un ancho de banda de 40 a 300 MHz y constan de dos amplificadores con control de ganancia/caída entre ellos.*

*La tendencia a redes de distribución cada vez mayores conduce a una demanda de amplificadores con menos distorsión y menor ruido. Este artículo estudia la posibilidad de diseñar amplificadores con ruido y distorsión mínimos.*

**Fuentes de distorsión**

En primer lugar consideraremos las fuentes de distorsión.

En amplificadores, el transistor es el elemento no lineal. Las causas de distorsión del transistor son las no linealidades de:

- la unión de emisor,
- la unión de colector,
- caída de $f_T$.

*No linealidad de la unión de emisor*

La figura 1 muestra la distorsión en función de la corriente continua de emisor, con la corriente de alta frecuencia de emisor como parámetro.

Las curvas muestran que la distorsión producida por la unión de emisor puede reducirse mediante:

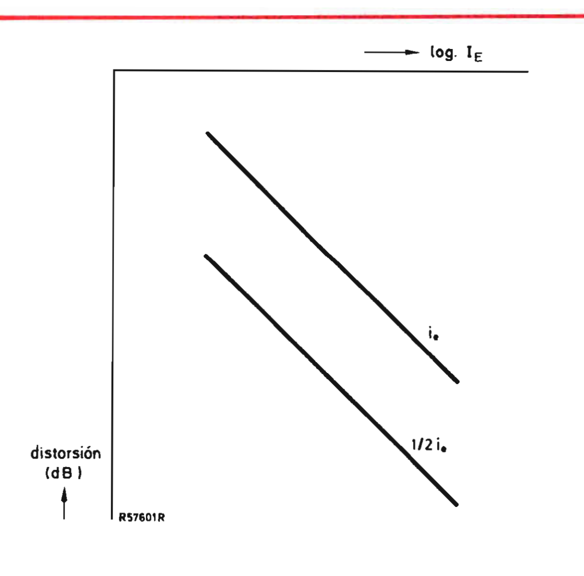



Figura 1. Unión de emisor.

– el aumento de la componente continua de la corriente de emisor,
– la disminución de la componente de alta frecuencia de la corriente de emisor.

En la figura 2 se muestra nuevamente la distorsión en función de $I_E$ y puede verse que, para un cierto valor de $I_E$, la distorsión pasa por un mínimo. El mecanismo que da lugar a esto es responsable también de la caída de $f_T$.

Como se puede ver, la distorsión mínima y la frecuencia $f_T$ máxima se producen aproximadamente para la misma corriente continua de emisor. Por tanto, el diseño de transistores con menor distorsión requiere un intento para desplazar el máximo de la curva $f_T$ a un nivel de $I_E$ más alto.

En la práctica se hace siempre $I_E$ igual o menor que $I_{E}f_{T\ máx}$ para eliminar la distorsión debida a la no linealidad de caída de $f_T$.

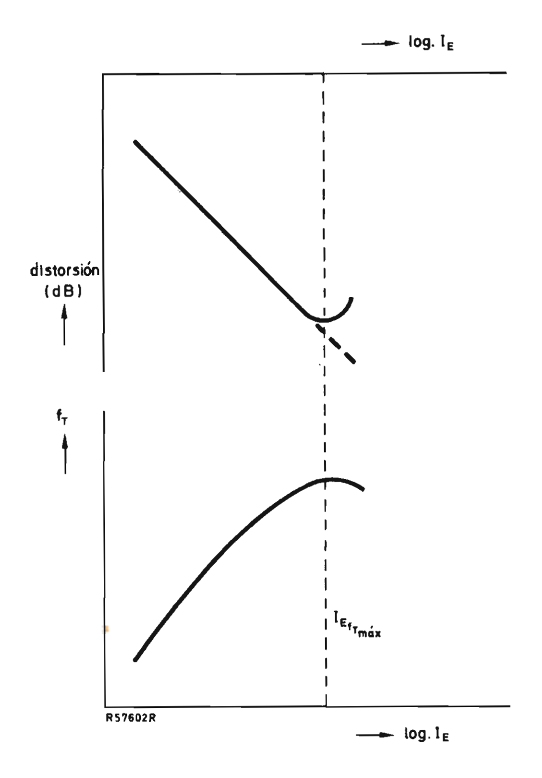



Figura 2. Variación de $f_T$.

*No linealidad de la unión de colector*

La figura 3 muestra la distorsión en función de la tensión colector-emisor de alta frecuencia con la tensión continua colector-emisor como parámetro. La causa de la no linealidad de colector es la modulación de la capacidad de realimentación de colector debida a la presencia de señales de alta frecuencia. La distorsión se minimiza reduciendo al mínimo la modulación de esta capacidad.

Esto se consigue mediante:

– la disminución de la tensión de alta frecuencia
– el aumento de la tensión continua.

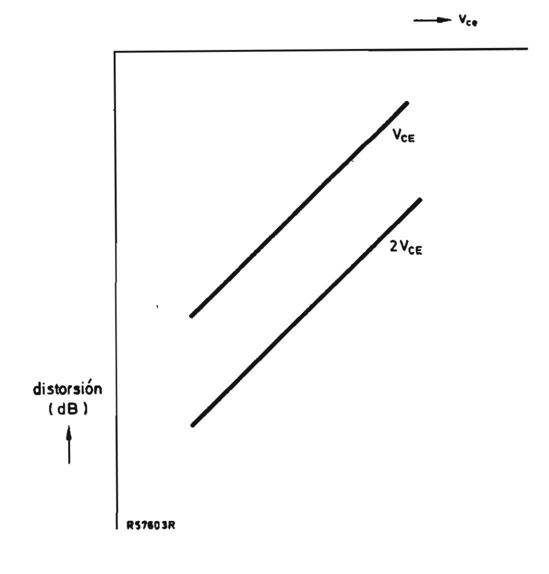



Figura 3. Unión de colector.

**Parámetros que afectan a la distorsión**

En la práctica, existen dos fuentes de distorsión. Son la unión de emisor y la unión de colector. Los parámetros que afectan a la distorsión de la unión de emisor son las componentes continua y de alta frecuencia de la corriente de emisor. Los parámetros que afectan a la distorsión de la unión de colector son las componentes continua y de alta frecuencia de la tensión colector-emisor.

La distorsión del transistor se reduce mediante:

– el aumento de los parámetros de corriente continua,
– la disminución de los parámetros de alta frecuencia.

Este conocimiento de las no linealidades del transistor se utilizará ahora para desarrollar un circuito práctico con distorsión mínima.

Durante algunos años, el circuito con realimentación en serie-paralelo (fig. 4) ha sido el más comúnmente aplicado en amplificadores de antena colectiva de televisión. Por esto, los resultados de medidas que se muestran en la figura 5 se han realizado en este tipo de circuito. El transistor es del tipo BFR94.

La figura 5 muestra la modulación cruzada del canal 12 en función de la corriente continua de emisor medida para una tensión de salida de 48 dB mV/canal.

La curva (1) ha sido medida para $V_{CE} = 8$ V; la curva (2) para $V_{CE} = 20$ V. Si la única causa de no linealidad es la unión de emisor, las curvas medidas coinciden con la línea a trazos. Como se puede ver, esto sólo ocurre para valores bajos de $I_E$. Las propiedades de modulación cruzada de la unión de emisor mejoran al aumentar $I_E$, de modo que la no linealidad de colector empieza a predominar.

Las curvas muestran que las propiedades de modulación cruzada de la unión de colector mejoran con el aumento de $V_{CE}$. Además, se puede ver que para valores elevados de $I_E$, sería posible todavía una nueva reducción de la modulación cruzada si la influencia de la no linealidad de colector se pudiera eliminar completamente. Esto no se puede conseguir con un gran aumento de $V_{CE}$, porque la tensión de alimentación de los amplificadores de antena colectiva de televisión es de 24 V.

El único método que queda para eliminar la influencia de la no linealidad de colector consiste en disminuir considerablemente la componente de alta frecuencia de la tensión colector-emisor. Esto se puede conseguir para una tensión de salida constante utilizando un circuito cascodo (fig. 6).

Haciéndolo así, la impedancia de carga $T_1$ se reduce de 75 Ω a unos 2 Ω debido a la presencia del transistor $T_2$ en base común. Esto disminuye considerablemente la tensión de alta frecuencia colector-emisor de $T_1$.

La no linealidad de emisor de $T_2$ no contribuye a la distorsión porque está excitado por un generador de corriente. Además, la no linealidad debida a la modulación de la capacidad colector-base de $T_2$ es despreciable porque el transistor está conectado en configuración de base común de modo que la capacidad no puede producir realimentación.

La curva (3) de la figura 7 ha sido medida en este circuito cascodo con realimentación en serie-paralelo. La curva (3) coincide con la línea a trazos, lo que muestra que sólo la no linealidad de emisor de $T_1$ es respon-

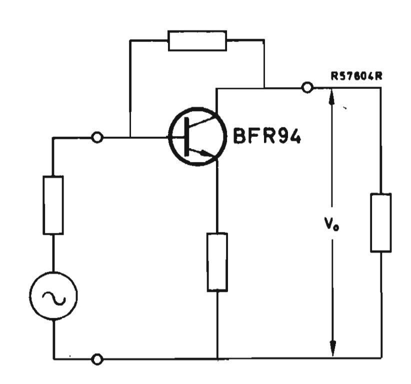



Figura 4. Circuito con realimentación serie-paralelo.

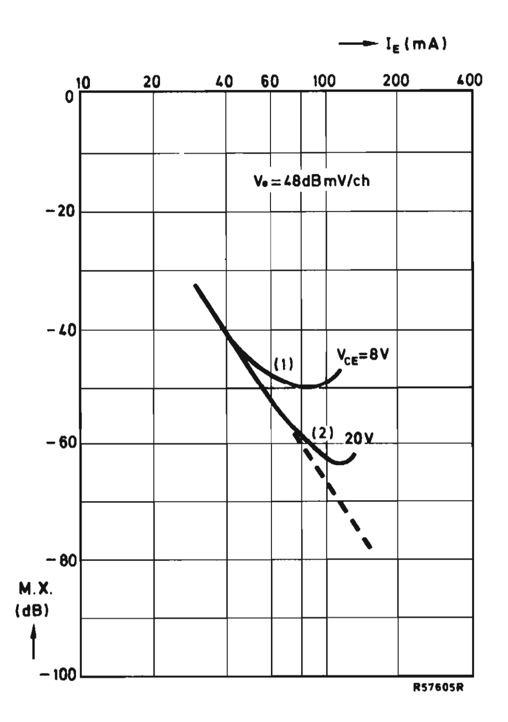



Figura 5.

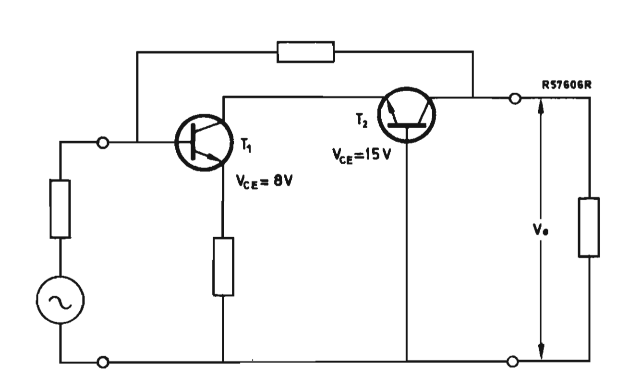



Figura 6. Circuito cascodo con realimentación serie-paralelo.

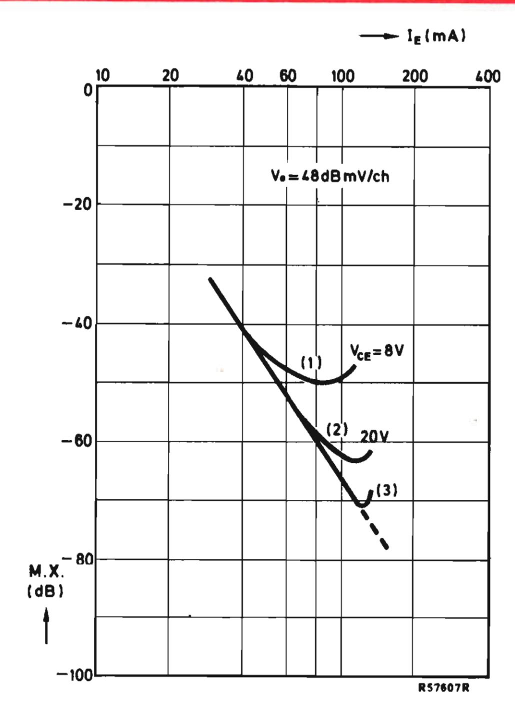



Figura 7.

sable del comportamiento de modulación cruzada del circuito.

La causa de la desviación de esta línea para niveles de $I_E$ muy altos es la caída de $f_T$.

Parece que se ha conseguido la reducción de distorsión a expensas de un transistor adicional. Esto no es verdad, porque el circuito cascodo puede proporcionar la ganancia necesaria 16 a 17 dB que normalmente se obtiene de dos etapas con realimentación serie-paralelo convencionales. Esto es debido al hecho de que, en el circuito cascodo, la disminución de ganancia con el aumento de frecuencia producida por la realimentación mediante la capacidad interna de $T_1$ se ha eliminado a causa de su impedancia de carga muy baja.

### Ventajas del circuito cascodo

Las ventajas del circuito cascodo son:

- mejores propiedades de distorsión,
- menor disipación de potencia, y
- menor ruido.

Su menor distorsión para niveles altos de $I_E$ ha sido considerada en un apartado anterior. La segunda ventaja del circuito cascodo sobre el amplificador serie-paralelo convencional es su mucha menor disipación de potencia. Esto es porque los transistores están polarizados en serie para corriente continua, lo cual no es posible con el amplificador convencional. Si la corriente continua que pasa por los transistores de los dos amplificadores es la misma, la potencia consumida por el circuito cascodo es la mitad de la consumida por el amplificador convencional.

La tercera ventaja del amplificador cascodo es su factor de ruido más bajo. Para obtener la ganancia requerida de 16 a 17 dB, la resistencia de emisor de la primera etapa tiene un valor mucho menor, dando lugar a un factor de ruido más bajo para esta etapa. Del mismo modo, el ruido aportado por $T_2$ es menor debido a la elevada ganancia de potencia disponible de $T_1$. Como consecuencia, el valor total de ruido de un circuito cascodo es mucho menor que el de un amplificador convencional.

Volvamos a la ventaja de menor distorsión y veamos cómo se puede reducir aún más. Hemos visto que la unión de emisor de $T_1$ es la única causa de distorsión que queda y que los parámetros de la unión de emisor implicados son las corrientes. Hasta ahora, la disminución de la corriente de alta frecuencia de emisor no se ha utilizado como método para reducir la distorsión. La corriente de alta frecuencia de emisor puede disminuirse por:

- transformación de la impedancia de salida,
- empleo de amplificadores cascodo en paralelo o en contrafase.

Se ha elegido el circuito en contrafase (fig. 8), porque éste proporciona también una disminución adicional de la distorsión de segundo orden.

El circuito en contrafase divide la corriente de alta frecuencia de emisor para cada rama, dando lugar a una reducción de modulación cruzada de 12 dB por rama. Debido a que la modulación no varía al sumar las señales de las dos ramas, la reducción de 12 dB de la modulación cruzada sigue siendo válida para el amplificador completo.

La figura 9 muestra las curvas de modulación cruzada en función de $I_E$ para el canal 12. La curva (3) ha sido medida en el circuito cascodo; la curva (5) en el amplificador cascodo en contrafase.

Las medidas muestran las mejoras esperadas.

Debe observarse que, para máxima exactitud, todas las curvas de modulación cruzada dadas han sido medidas en el amplificador cascodo en contrafase. En otros términos: el circuito serie-paralelo es la primera parte del circuito cascodo, el cual a su vez es una rama del amplificador cascodo en contrafase. De este modo se superan todos los efectos del montaje del amplificador.

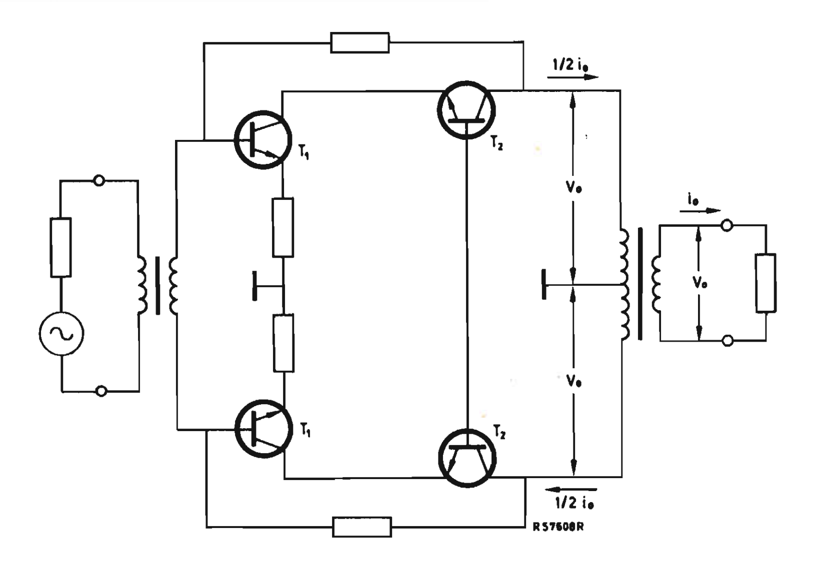



Figura 8. Amplificador cascodo en contrafase con realimentación serie-paralelo.

Antes de comparar los resultados obtenidos en un amplificador cascodo en contrafase y en un amplificador convencional, es necesario mencionar algunos puntos referentes al amplificador convencional.

La reducción de 12 dB de la modulación cruzada no se puede conseguir en el amplificador convencional porque en éste no se ha eliminado la no linealidad de colector. Si predomina esta no linealidad, no se puede reducir la distorsión de este amplificador disminuyendo la corriente de alta frecuencia de emisor.

La figura 10 muestra un amplificador convencional. En este amplificador, $T_2$ es la principal fuente de distorsión del amplificador debido a que maneja las mayores señales de alta frecuencia. Como se dijo anteriormente, las resistencias de emisor de este amplificador son mayores que las del amplificador cascodo en contrafase. Esto reduce algo la distorsión. Por otro lado, la distorsión aumenta por la primera etapa. Para reducirla, se ha elegido el mismo valor $I_E$ que para la etapa final.

Figura 9.

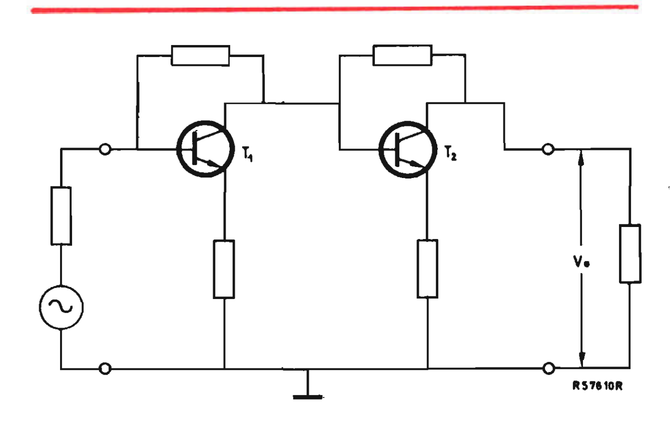



Figura 10. Amplificador convencional.

Ambos amplificadores se han diseñado de forma híbrida utilizando tecnología de película delgada. La corriente continua de emisor de los transistores es 90 mA.

La tabla 1 muestra como ambos módulos cumplen los requisitos de:

- ancho de banda de 30 a 320 MHz,
- ganancia de 16 a 17 dB,
- respuesta en frecuencia que disminuye hasta ±0,2 dB y se mantiene; aparecen pérdidas de 20 dB para 40 MHz y bajan a 1 dB para la frecuencia doble.

La tabla 2 muestra la intermodulación, la modulación cruzada del canal 12, la distorsión de segundo orden, el ruido y la disipación de potencia de ambos módulos híbridos.

El módulo cascodo en contrafase tiene:

**TABLA 1**

| | *convencional* | *cascodo en contrafase* |
|---|---|---|
| ancho de banda | 30 – 320 MHz | |
| ganancia | 16 – 17 dB | |
| respuesta | ⩽±0,2 dB | |
| pérdidas aparecidas: | | |
| 40 MHz | ⩾20 dB | |
| 320 MHz | ⩾17 dB | |

- 13 dB menos de intermodulación,
- 14 dB menos de modulación cruzada,
- 19 dB menos de distorsión de segundo orden,
- 2,3 dB menos de ruido.

Todas estas ventajas se han obtenido sin aumentar la disipación de potencia.

**TABLA 2**

| | | *convencional* | *cascodo en contrafase* |
|---|---|---|---|
| intermodulación (DIN54004) $V_O = 65$ dB mV | dB | – 50 | – 63 |
| modulación cruzada (c. 12) $V_O = 48$ dB mV | dB | – 60 | – 74 |
| $V_O = 32$ dB mV | dB | – 92 | – 106 |
| distorsión de segundo orden $V_O = 48$ dB mV | dB | – 63 | – 82 |
| factor de ruido | dB | 8,5 | 6,2 |
| disipación de potencia | W | 4,8 | 4,8 |

# APLICACIONES DEL CIRCUITO INTEGRADO TCA 240

*El TCA240 es un circuito integrado doble modulador/demodulador equilibrado. Es un dispositivo de aplicación general; sus aplicaciones típicas son en amplificadores diferenciales, mezcladores y comparadores de fase, así como en moduladores y demoduladores.*

*Este artículo describe aplicaciones del TCA240 en circuitos de banda lateral única de alta frecuencia. Los circuitos descritos son: un mezclador de banda ancha, un modulador equilibrado, un detector de producto y un doblador de frecuencia de banda ancha.*

**Descripción del circuito integrado TCA240**

La figura 1 muestra un esquema de circuito del TCA240, con conexiones externas. Un circuito con dos transistores en emisor común ($TR_1, TR_2$) se alimenta a partir de un transistor ($TR_3$) y de un generador de corriente constante ($TR_4$): esta disposición está repetida por $TR_5$ a $TR_8$. Dentro de pequeños límites, las dos partes del circuito tienen idénticas características. La excelente adaptación y el seguimiento de temperatura de los transistores permiten el uso de técnicas de circuito que no pueden aplicarse con dispositivos discretos.

**Mezclador de banda ancha**

En la figura 2 se da el circuito de un doble mezclador equilibrado con entrada y salida no sintonizadas.

La señal de entrada modulada se aplica a la base del transistor $TR_7$ que controla la corriente a través del amplificador diferencial $TR_5, TR_6$. Además, una señal del oscilador local alimenta a una parte de ambos amplificadores diferenciales formados por $TR_1, TR_2$ y $TR_5$, $TR_6$. La salida obtenida en las patillas 13, 14 es igual al producto entre la frecuencia del oscilador local y la de la señal, y contiene la salida de frecuencia intermedia deseada.

La ganancia del circuito puede controlarse mediante un resistor $R_9$, conectado entre las patillas 1 y 8 del TCA240. Efectivamente, este resistor desacopla los emisores de los resistores $R_7$ y $R_8$, y si su valor disminuye, la ganancia del circuito aumenta. Al mismo tiempo se reduce la capacidad de manejo de señal del mezclador; por esto, es necesario cierto compromiso.

La amplitud de la salida del mezclador es proporcional

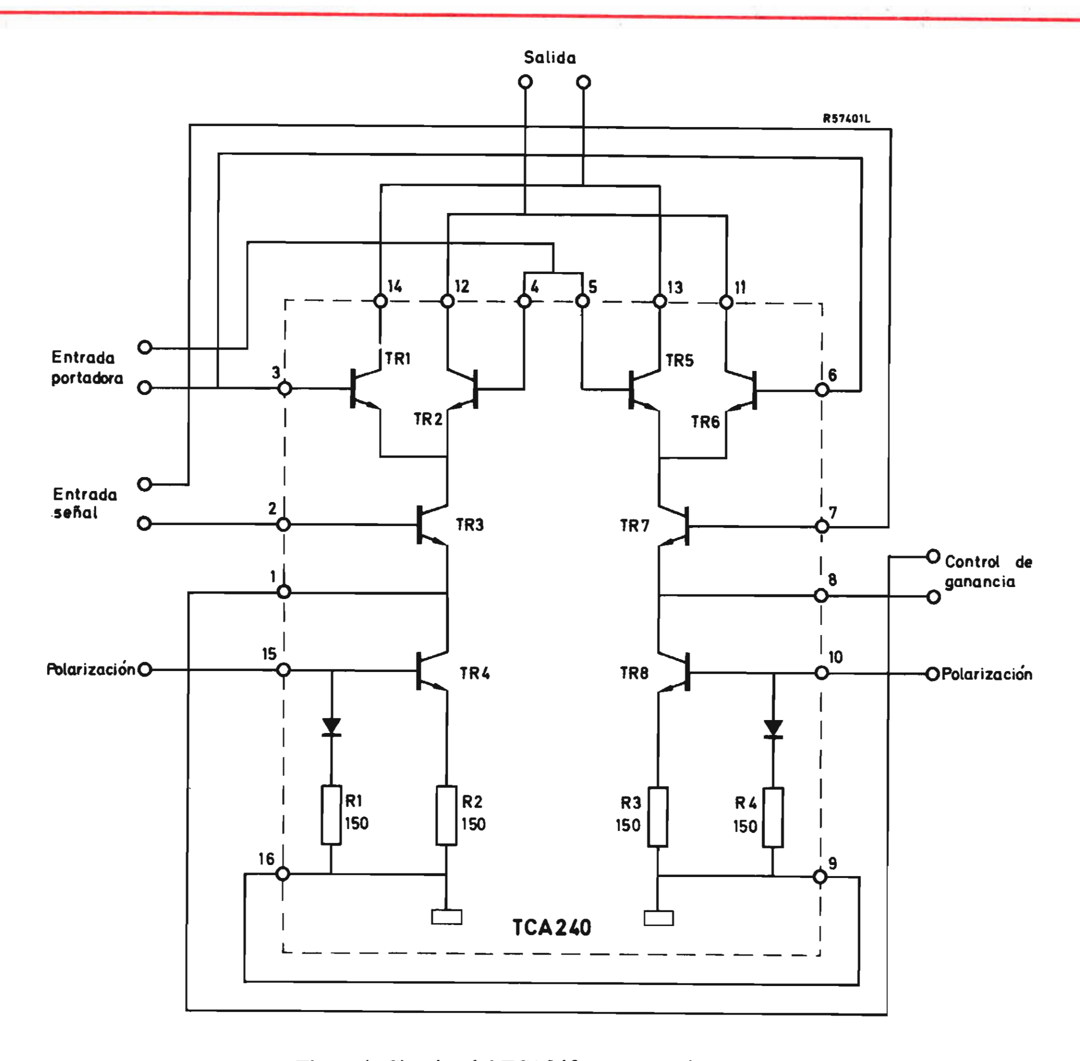



Figura 1. Circuito del TCA240, con conexiones externas.

no sólo al nivel de la señal de entrada, sino también al de la señal del oscilador local. Si la amplitud de la señal del oscilador es superior a 100 mV, se produce limitación y el nivel de salida ya no está afectado por un aumento en el nivel de entrada de la señal del oscilador. En estas condiciones, se producen armónicos en la salida; esto no es deseable en un circuito de banda ancha con baja selectividad. Para asegurar que no se produzca limitación, el nivel de señal del oscilador debe permanecer por debajo de 20 mV.

El mezclador funciona a partir de una única alimentación de 12 V y la polarización de los transistores individuales se obtiene a partir de la cadena de resistores $R_1$ a $R_3$ de 1 kΩ. La impedancia de entrada está definida por los resistores $R_4$ a $R_6$: sus valores pueden variar si se requiere una impedancia de entrada distinta de 50 Ω. Pero si los valores de estos resistores se hacen mayores que 1 kΩ, puede disminuirse la estabilidad de temperatura del mezclador.

### Detector de producto de 10 MHz para banda lateral única

El circuito mezclador de la figura 2 puede modificarse para utilizarlo como un detector de producto para señales de banda lateral única. El circuito resultante se muestra en la figura 3. La señal de frecuencia intermedia se mezcla con una señal del oscilador de frecuencia de batido o de inserción de portadora, dando una señal de salida deseada en frecuencia de audio. La señal de salida no deseada igual a la suma de las frecuencias de entrada se elimina por el sencillo filtro pasa-bajos formado por $R_{12}$, $C_9$, $C_{10}$.

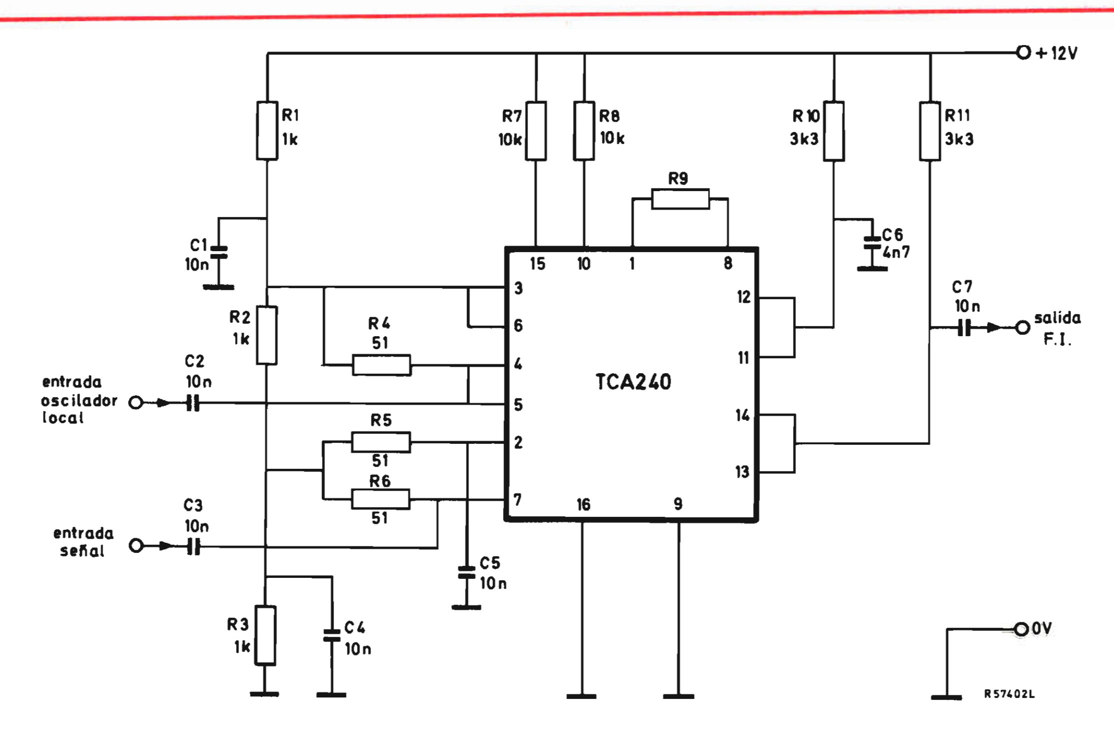



Figura 2. Doble mezclador equilibrado de banda ancha.

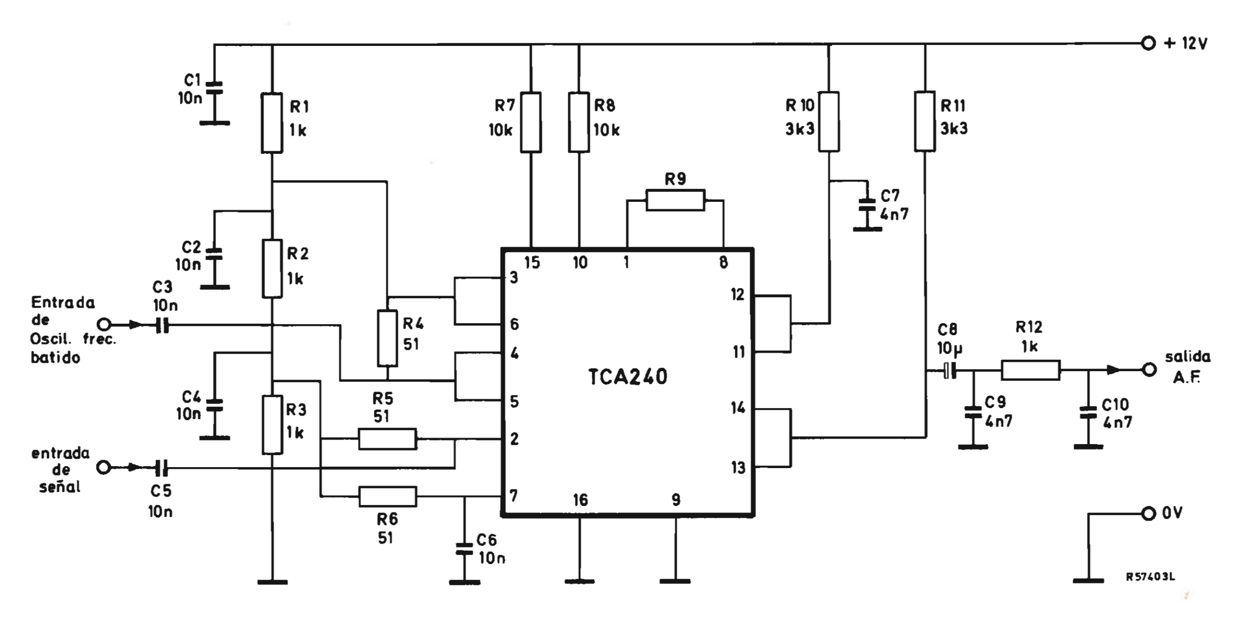



Figura 3. Detector de producto.

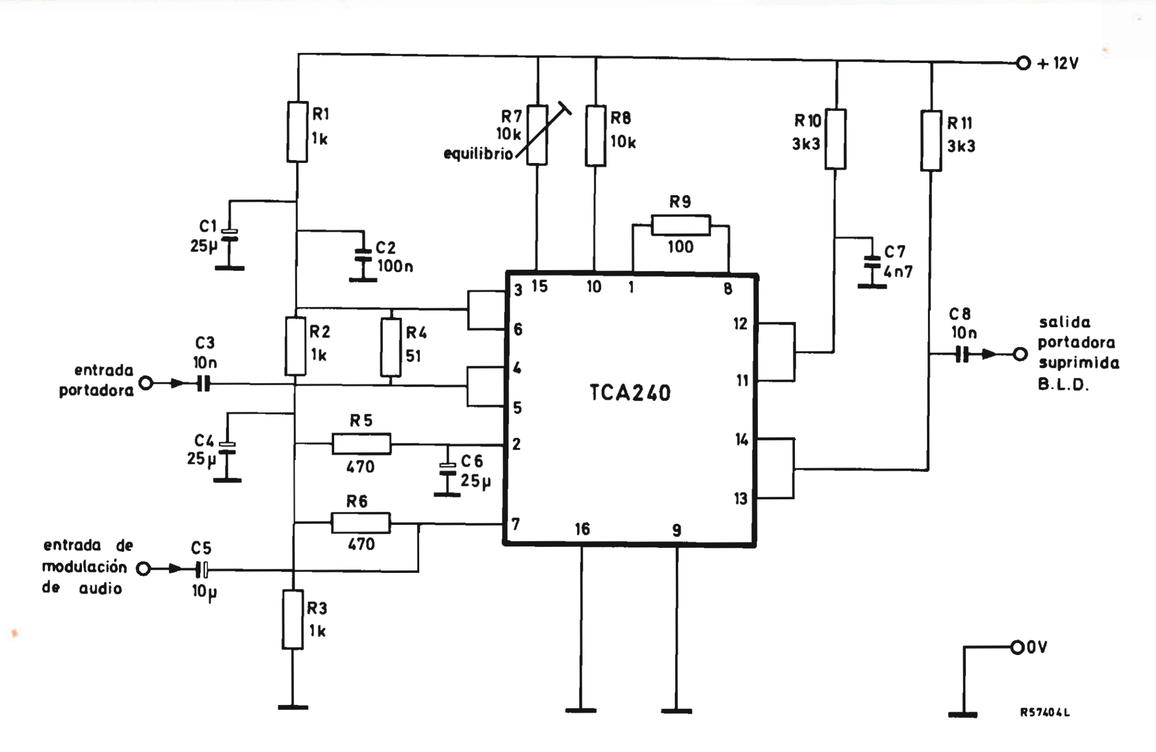



Figura 4. Modulador equilibrado.

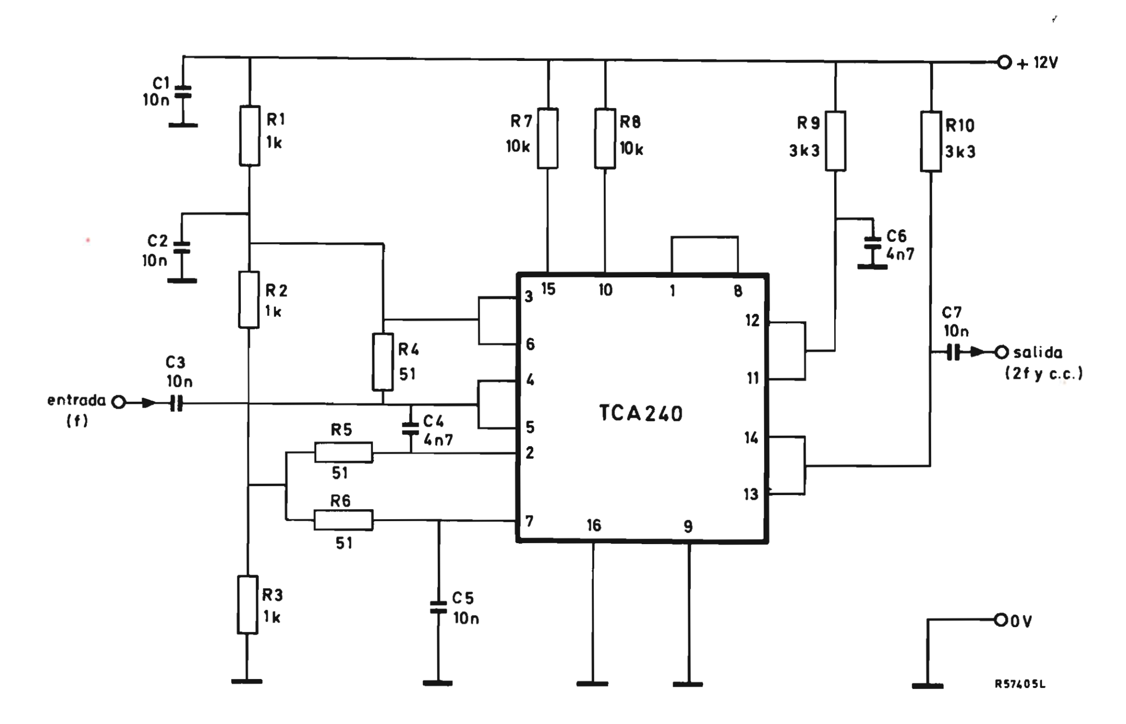



Figura 5. Doblador de frecuencia de banda ancha.

**Modulador equilibrado**

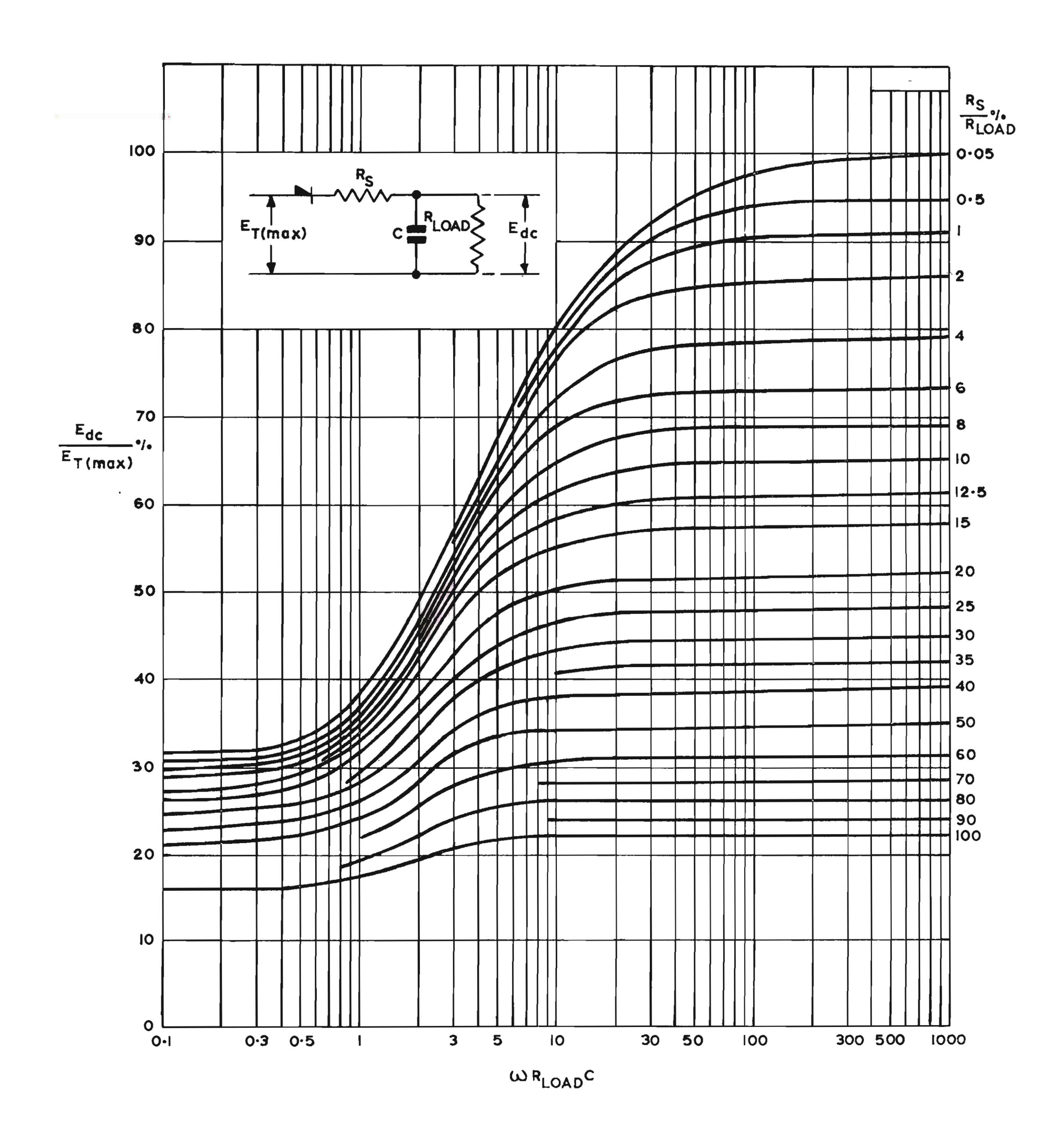
Un transmisor para funcionamiento en banda lateral única o banda lateral doble requiere un modulador de amplitud equilibrado con supresión en la salida de la frecuencia de la portadora. En los circuitos mezclador y detector descritos anteriormente, hay cierta salida residual en la frecuencia portadora, debido al efecto en el equilibrio del circuito de las tolerancias de los componentes. En el circuito del modulador equilibrado de la figura 4, el resistor de polarización $R_7$ se hace ajustable y así se puede eliminar cualquier pequeño desequilibrio. Para ajustar el circuito sólo es necesario ajustar $R_7$ para mínima salida de portadora.

El circuito se puede utilizar como un modulador de amplitud convencional, si la polarización de las dos partes del circuito se desequilibra deliberadamente. De este modo puede obtenerse una señal de amplitud modulada con índice de modulación variable.

**Doblador de frecuencia de banda ancha o detector de fase**

En el circuito de la figura 5, se conectan las dos entradas del TCA240 mediante el condensador $C_4$ de 4,7 nF. De este modo, se aplica la misma señal a ambas entradas, y la salida tiene una componente al doble de la frecuencia de entrada.

Si se proporcionan dos entradas separadas, también hay una componente de corriente continua, el nivel de la cual depende de la relación de fase entre las señales de entrada. Así, el circuito puede funcionar como detector de fase en aplicaciones tales como bucles de fase sintonizada (phase-locked-loops).




Circuito rectificador de media onda (C en F y R en Ω)

# LA SERIE FZ/30 EN TEMPORIZADORES DIGITALES

*La serie FZ/30 de circuitos integrados es una familia lógica que, debido a sus características de inmunidad a ruidos tanto dinámica como estática, resulta imprescindible en equipos de control insensibles a ruidos.*

*En este artículo se describe la aplicación de estos circuitos en temporizadores, haciendo un amplio estudio de su utilización en un reloj digital.*

Los temporizadores analógicos empleados para control de procesos programados en industria están siendo reemplazados gradualmente por temporizadores digitales. Esto es debido a que el temporizador digital se programa más fácil y más exactamente; también puede conectarse fácilmente un impresor de tiempos. Este hecho es especialmente importante para equipos de medida en los que interesa conocer el tiempo, tales como registradores automáticos de histograma que, por ejemplo, detectan horas punta. Conectado a un visualizador digital, puede utilizarse en relojes digitales en fábricas, oficinas y edificios públicos. Sin embargo, la interferencia eléctrica relativamente grande que se encuentra generalmente en dichas zonas no debe afectar a la función del temporizador. Para ello se puede utilizar la ventaja de la elevada inmunidad al ruido de los circuitos lógicos de la serie FZ/30. En las figuras 1 y 2 se muestra una aplicación del temporizador en un reloj digital, conectado a una unidad de visualización NDU14.03. El tamaño de las cifras de esta unidad (14 cm de alto por 10 cm de ancho) es claramente legible a 70 m con ángulo de visión de 120°. La formación de las cifras por medio de una matriz de 7 X 5 lámparas evita el error de lectura incluso en el límite de legibilidad (véase también la figura 4).

La figura 1 muestra el diagrama de bloques, la figura 2 el esquema del circuito del reloj. A partir de la alimentación de red de 50 Hz, un rectificador de onda completa seguido de un conformador de impulsos proporciona una onda cuadrada de 100 Hz. Esta se divide por 6000 para

dar impulsos con intervalo de un minuto (fig. 2a) que excitan el circuito del reloj (fig. 2b). El circuito del reloj comprende un divisor por diez, seguido de un divisor por seis, cada uno con su propia unidad de visualización. La salida del divisor por seis proporciona impulsos con intervalo de una hora a otro divisor por diez seguido de un divisor por tres, también con sus propias unidades de visualización. Tan pronto como estos dos visualizadores registran las cifras 24, se pone a cero el circuito completo. El interface indicado en los bloques de visualización de la figura 1 adapta los circuitos lógicos de 5 V del visualizador a la serie FZ/30 de 12 V – 15 V.

Para poner en marcha el reloj por medio de una señal de tiempo normalizada, se preselecciona el tiempo mediante los conmutadores rotativos $U_{24}$ – $U_{27}$. Un poco antes de la señal de tiempo esperada, se conecta el conmutador de preajuste (fig. 2c). Como resultado, el reloj se pone primero a cero por un circuito monoestable y después se ajusta a la hora seleccionada.

Dejando libre el conmutador de preajuste en cuanto se percibe la señal de tiempo, el reloj se pone nuevamente en marcha.

La figura 3 muestra el esquema de cableado del circuito total de la figura 2 (incluido el generador de impulsos de un minuto y el generador de señal de puesta a cero y de preajuste).

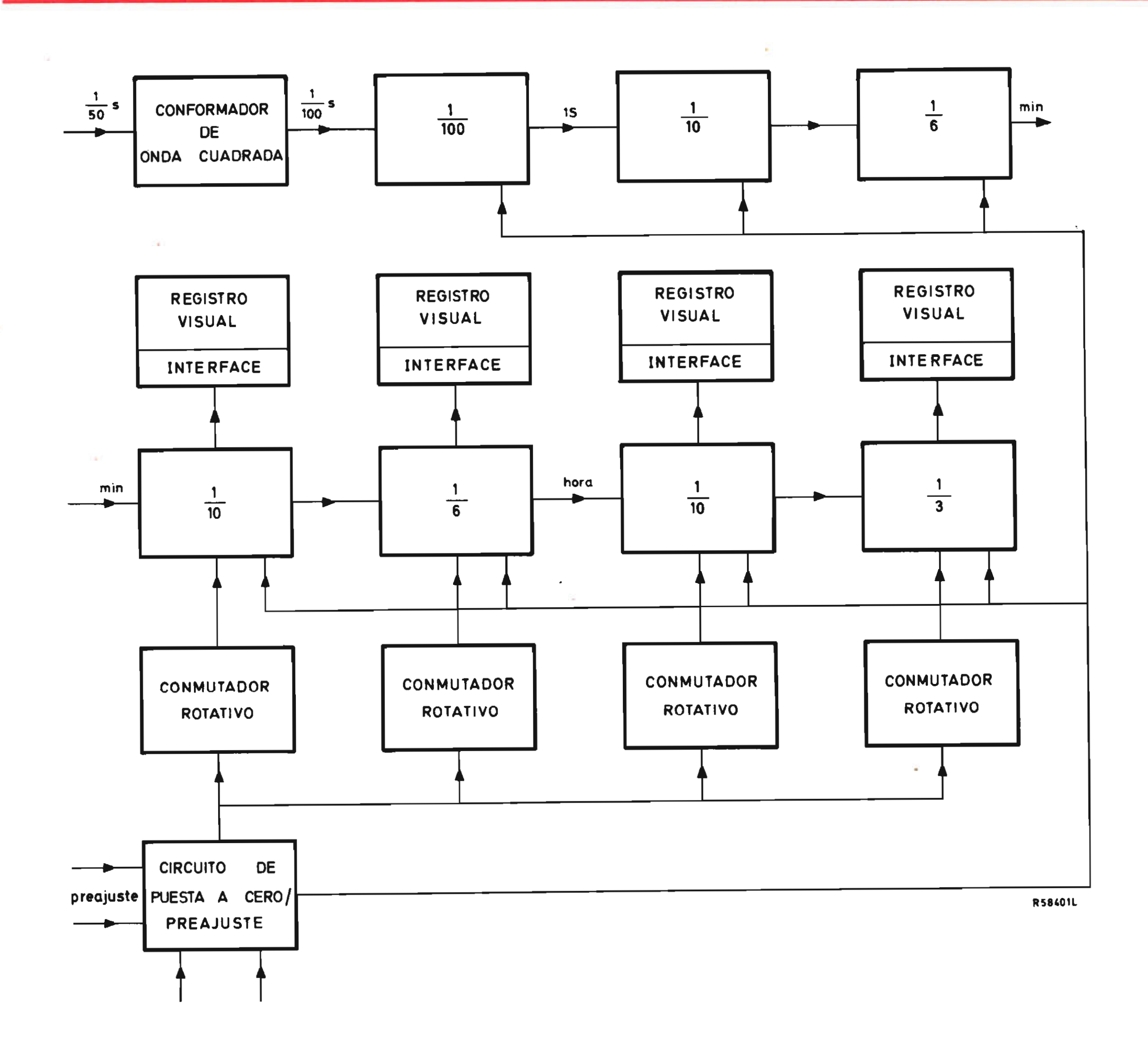



Figura 1. Diagrama de bloques del reloj de 24 horas.

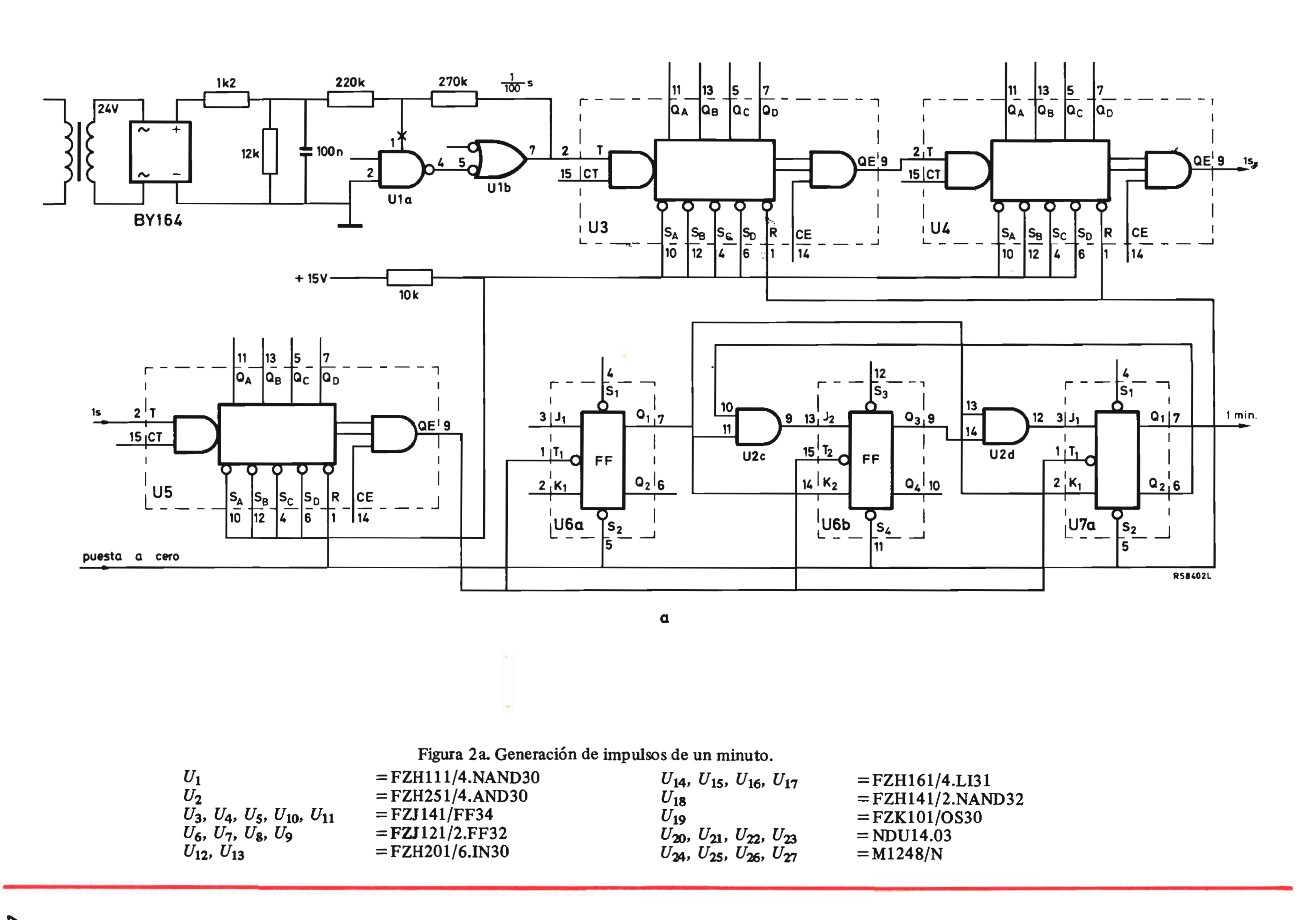



Figura 2a. Generación de impulsos de un minuto.

$U_1$ = FZH111/4.NAND30
$U_2$ = FZH251/4.AND30
$U_3$, $U_4$, $U_5$, $U_{10}$, $U_{11}$ = FZJ141/FF34
$U_6$, $U_7$, $U_8$, $U_9$ = FZJ121/2.FF32
$U_{12}$, $U_{13}$ = FZH201/6.IN30
$U_{14}$, $U_{15}$, $U_{16}$, $U_{17}$ = FZH161/4.LI31
$U_{18}$ = FZH141/2.NAND32
$U_{19}$ = FZK101/OS30
$U_{20}$, $U_{21}$, $U_{22}$, $U_{23}$ = NDU14.03
$U_{24}$, $U_{25}$, $U_{26}$, $U_{27}$ = M1248/N

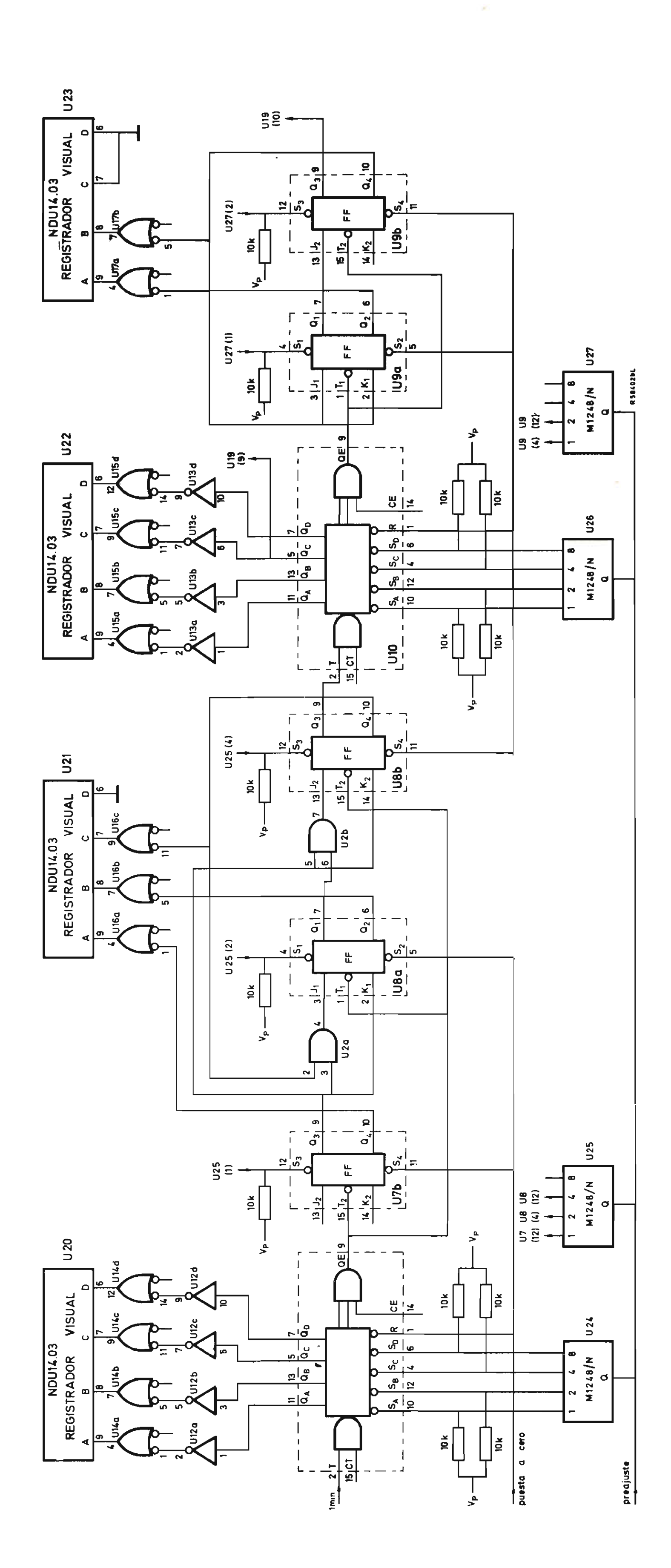



Figura 2b. Circuito de reloj con puesta a cero y preajuste, y alimentado en su entrada con impulsos de un minuto.

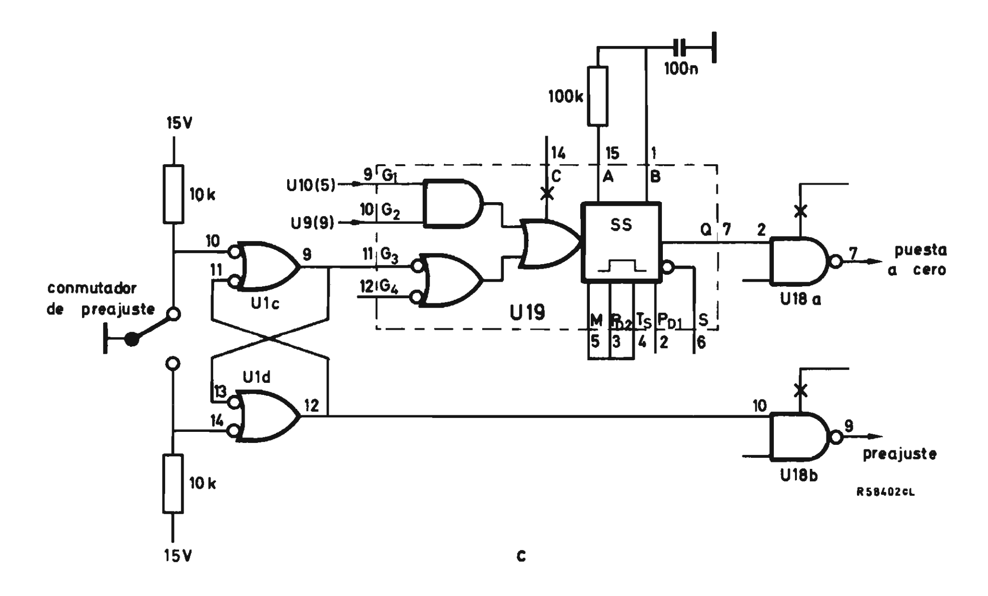



Figura 2c. Generación de las señales de puesta a cero y de preajuste.

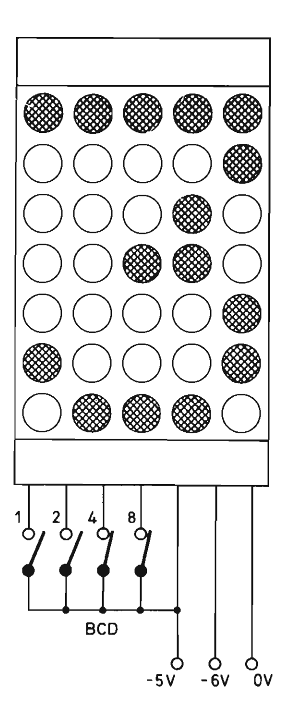
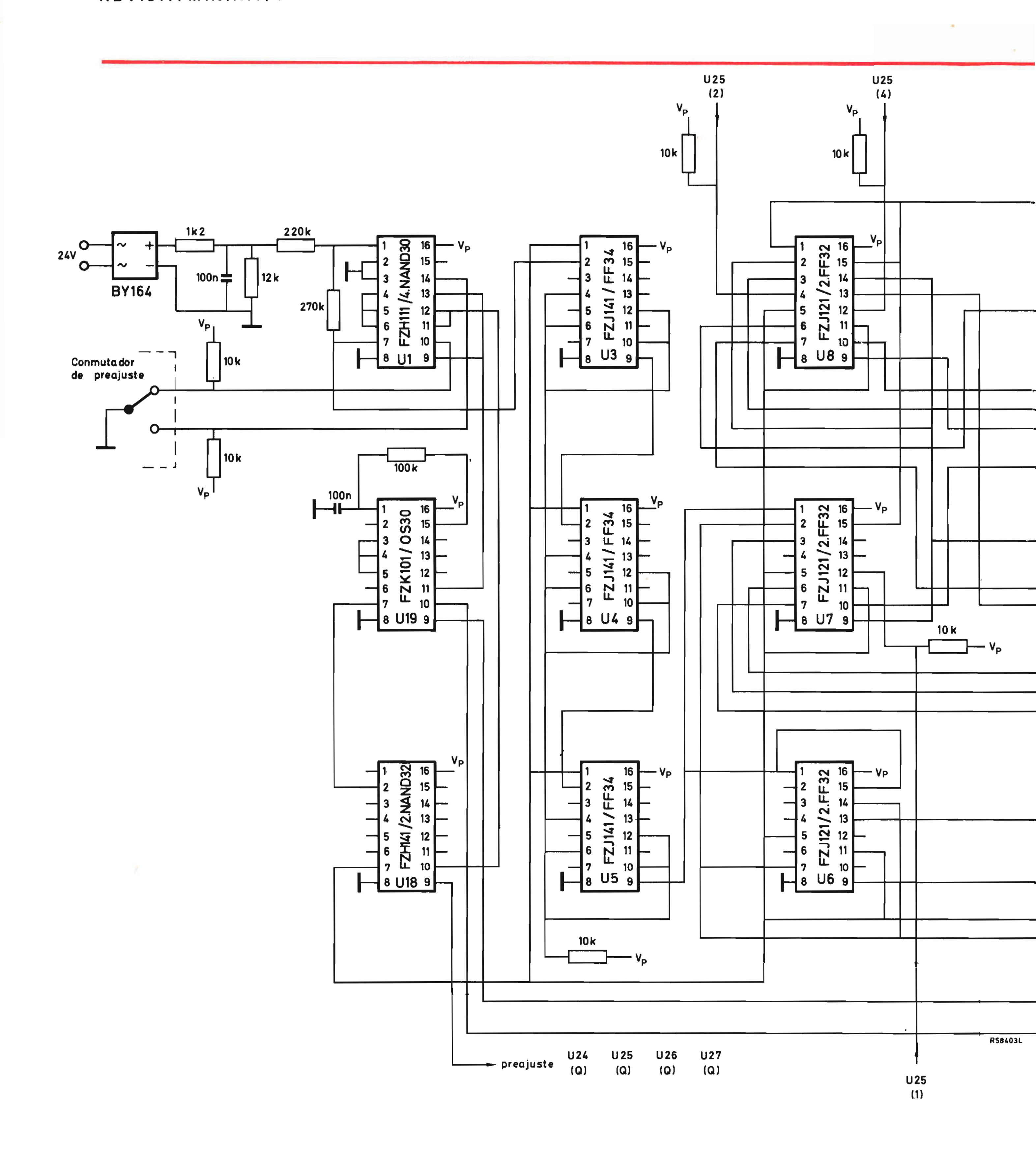



Figura 4. Unidad de visualización NDU14.03. Dimensiones de las cifras 10 X 14 cm. Tensiones de alimentación: lámparas = –6 V; circuitos lógicos = –5 V.


U25 (2)
U25 (4)
24V
BY164
1k2
100n
12k
220k
270k
10k
Conmutador de preajuste
100k
FZH111/4.NAND30
U1
FZJ141/FF34
U3
FZJ121/2.FF32
U8
FZK101/OS30
U19
U4
U7
FZH141/2.NAND32
U18
U5
U6
preajuste
U24 (Q)
U25 (Q)
U26 (Q)
U27 (Q)
U25 (1)
R58403L

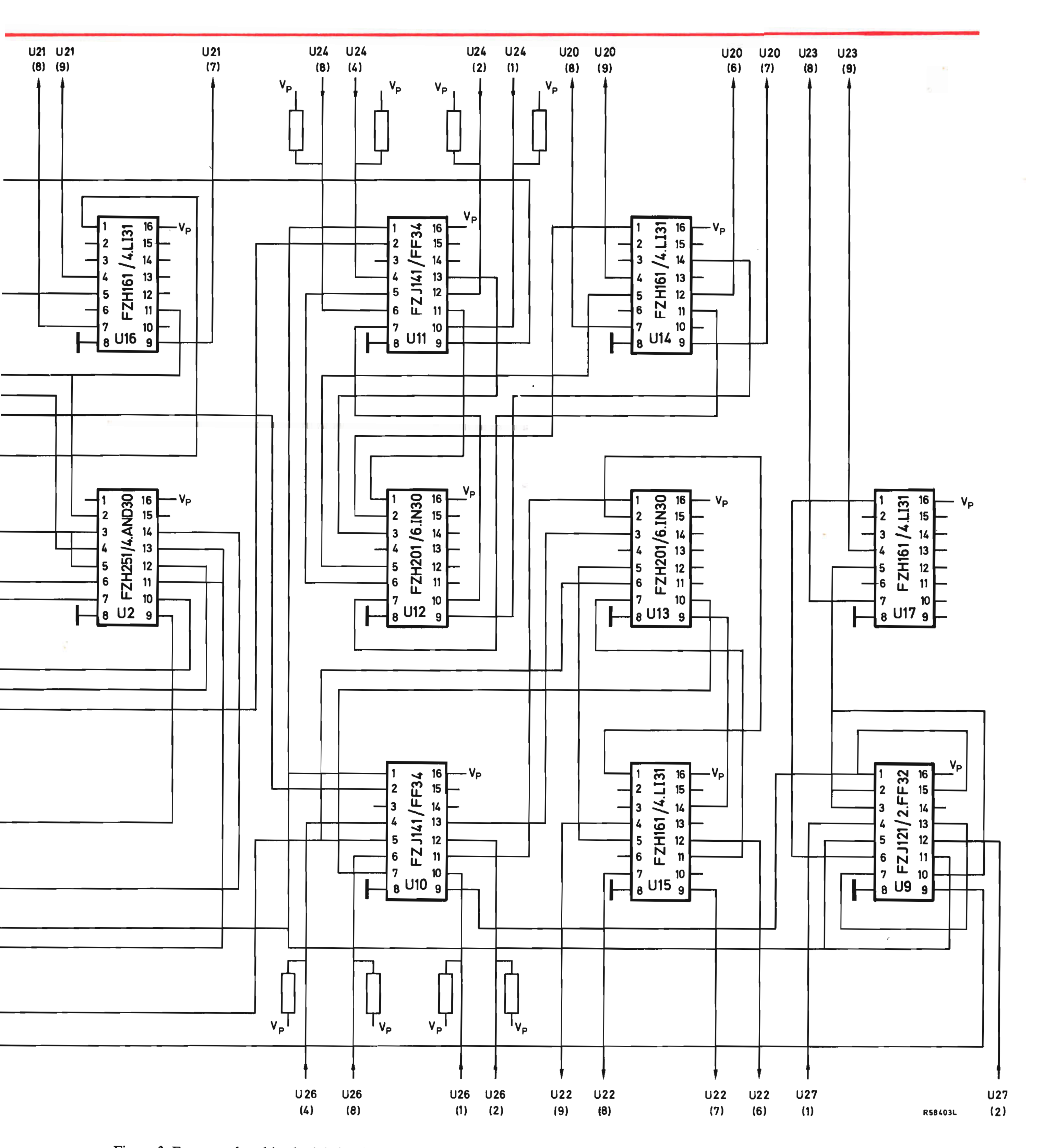
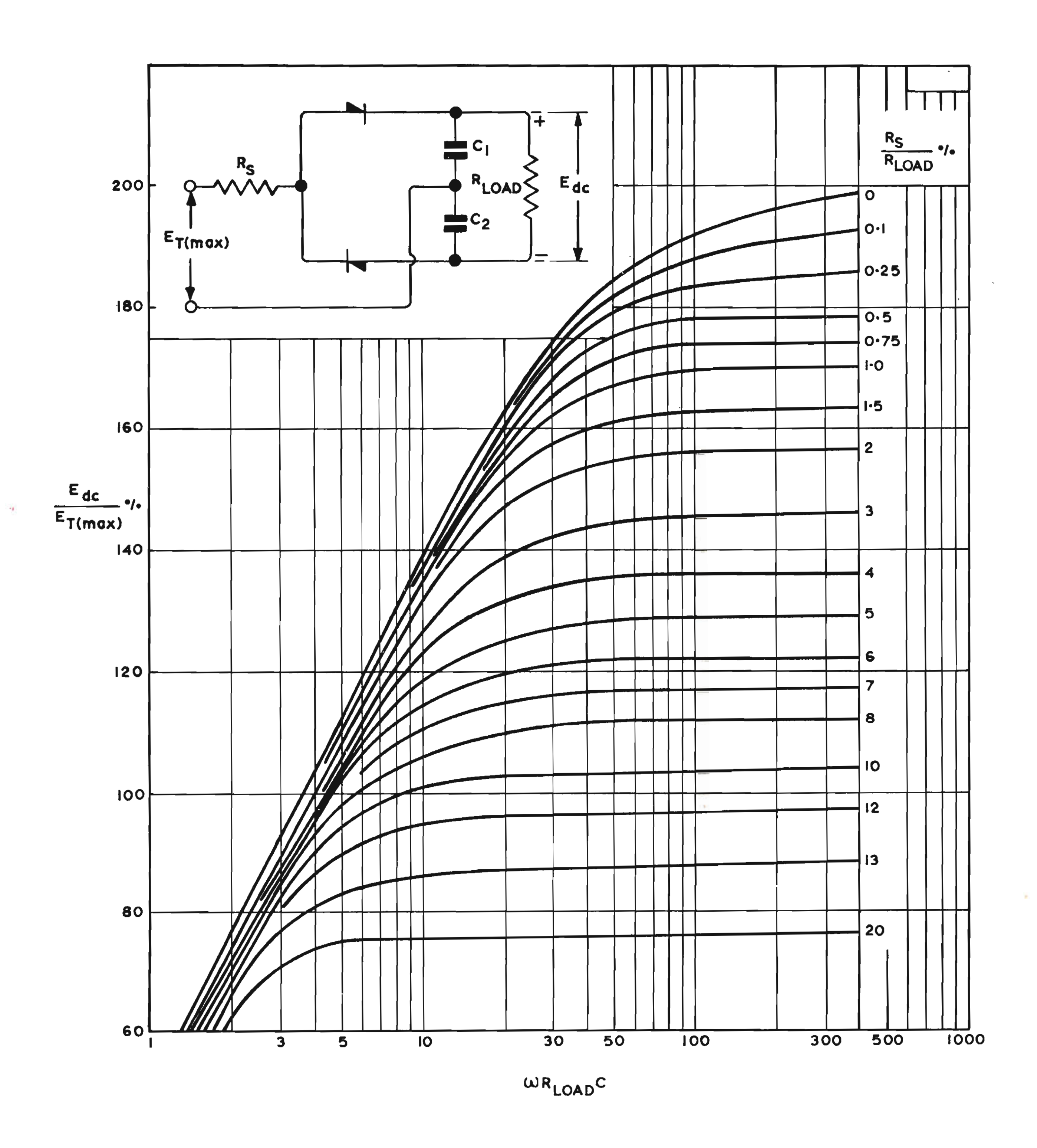



Figura 3. Esquema de cableado del circuito del reloj incluyendo el generador de impulsos de un minuto y el generador de señal de puesta a cero y de preajuste.




Circuito doblador de tensión (C en F y R en Ω)

# SOAR

*El método SOAR de especificación se ha realizado gracias al mejor conocimiento de los mecanismos de fallo del transistor de potencia. En esencia, este método de especificación unifica las diferentes limitaciones del transistor.*

*La parte I de este artículo examina los diferentes mecanismos de fallo, particularmente el fenómeno de segunda ruptura. Se explica la filosofía de las especificaciones SOAR y se describen métodos de control de calidad y de inspección para definir el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) para cualquier transistor que se examine. Hay también un estudio de la condición de polarización inversa y de los métodos con los que se fijan y mantienen los valores límite de polarización inversa.*

*En la parte II se describirán con detalle los métodos recomendados para utilizar las curvas SOAR, así como los procedimientos para determinar las condiciones térmicas de funcionamiento del transistor.*

*El uso apropiado de las características publicadas para transistores de potencia, en particular las curvas del área de funcionamiento de seguridad, mejorarán la fiabilidad de algunos diseños de circuitos de potencia.*

*El área de funcionamiento de seguridad (SOAR) se trata en tres partes: el nivel de potencia y causas del fallo; control de calidad y determinación de las características publicadas, y diseño para funcionamiento en c.c. y con impulsos.*

## 1. LIMITACIONES DE LOS TRANSISTORES DE POTENCIA

Antes de examinar con detalle el área de funcionamiento de seguridad (SOAR), se describirán primero los factores que conducen a este método de especificación. Estos son los factores que fijan los límites prácticos para las posibilidades de un transistor dado. Estas limitaciones no sólo se aplican a los transistores de potencia, sino a todos los transistores. Los transistores de potencia difieren de los de pequeña señal sólo en la máxima potencia que pueden disipar, y en el entorno de este máximo en el que normalmente funcionan. Precisamente esta diferencia es la que ha conducido al método de especificación SOAR.

La tabla 1 da una lista de los símbolos de características y de otros parámetros que aparecen en el estudio del área de funcionamiento de seguridad (SOAR); estos símbolos y sus definiciones se basan en las recomendaciones de la publicación I.E.C. 148.

Las características del transistor de potencia están basadas en el sistema de valores límite definido en la publicación I.E.C. 134. Este sistema incorpora la definición de que "...los valores están elegidos por el fabricante del dispositivo para proporcionarle una duración aceptable..." Los principales valores límite de los transistores de potencia están basados en los máximos niveles permisibles de corriente, tensión, potencia y temperatura, completados con un gráfico que muestra la variación de estos límites. El área formada, añadiendo una cuarta condición límite para la segunda ruptura, constituye el área de funcionamiento de seguridad (SOAR) del tran-

**Tabla 1. Símbolos y definiciones.**

| Símbolo | Definición |
|---|---|
| $h_{FB}$, $h_{FE}$ | ganancia de corriente continua (valor estático de la relación de transferencia de corriente directa; la tensión de salida permanece constante) |
| $I_B$, $I_C$, $I_E$ | corriente continua total o media |
| $I_{BM}$, $I_{CM}$, $I_{CEM}$ | valor máximo (pico) de la corriente total |
| $I_{CBO}$ | corriente de corte de colector (emisor en circuito abierto) |
| $I_{CEO}$ | corriente de corte de colector (base en circuito abierto) |
| $P_{tot}$ | disipación total de potencia en el dispositivo |
| $R_{BE}$ | resistencia externa base-emisor |
| $R_{th}$ | resistencia térmica |
| $R_{th\ j\text{-}mb}$ | resistencia térmica entre la unión y la base de montaje |
| $R_{th\ j\text{-}a}$ | resistencia térmica entre la unión y el ambiente |
| $T_a$ | temperatura ambiente |
| $T_j$ | temperatura de unión |
| $\Delta T_{j\text{-}mb}$ | diferencia de temperatura entre la unión y la base de montaje |
| $t_p$ | duración del impulso |
| $V_{BE}$, $V_{CB}$, $V_{CE}$ | valor total (c.c. o medio) de la tensión |
| $V_{(BR)}$ | tensión de ruptura |
| $V_{CES}$ | tensión colector-emisor con el colector cortocircuitado con la base |
| $V_{CEX}$ | tensión colector-emisor en un circuito específico |
| $V_{(BR)CES}$ | tensión de ruptura colector-emisor con el colector cortocircuitado con la base |
| $V_{(BR)CBO}$, $V_{(BR)CEO}$ $V_{(BR)EBO}$ | tensión de ruptura entre el terminal indicado por la letra del primer subíndice después de paréntesis y el terminal de referencia (segunda letra) cuando el tercer terminal está en circuito abierto |
| $V_{CBO}$, $V_{CEO}$, $V_{EBO}$ | tensión del terminal indicado por la primera letra del subíndice respecto al terminal de referencia (segunda letra) con el tercer terminal en circuito abierto |
| $Z_{th}$ | impedancia térmica |
| $\delta$ | factor de trabajo ($t_p/\tau$) |
| $\tau$ | período del tren de impulsos ($1/f$). |

sistor. Uno de estos gráficos se da en la figura 1, mientras que en la figura 2 se ilustra, mediante un gráfico tridimensional, la relación entre el SOAR y la fiabilidad.

De los cuatro límites del SOAR, dos, $V_{CE}$ y la segunda ruptura, están relacionados con las propiedades del propio chip, mientras que los otros, $I_C$ y $P_{tot}$, están relacionados con el efecto de la temperatura en el chip y en su cápsula. Primero se estudiarán los efectos de la temperatura.

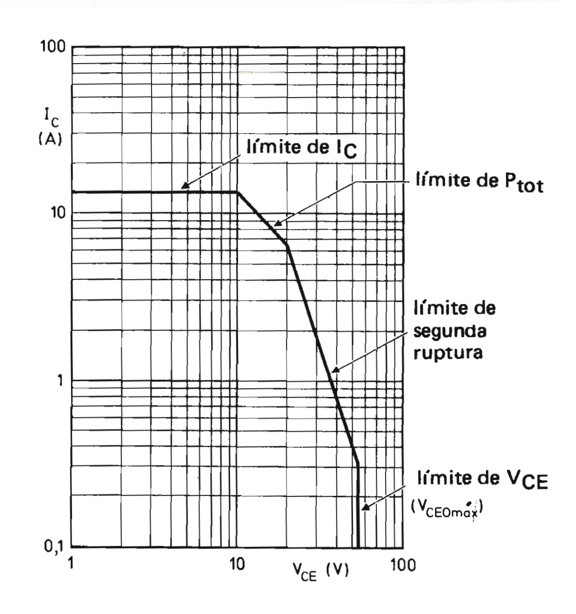



**Figura 1. Gráfico típico SOAR con los límites indicados.**

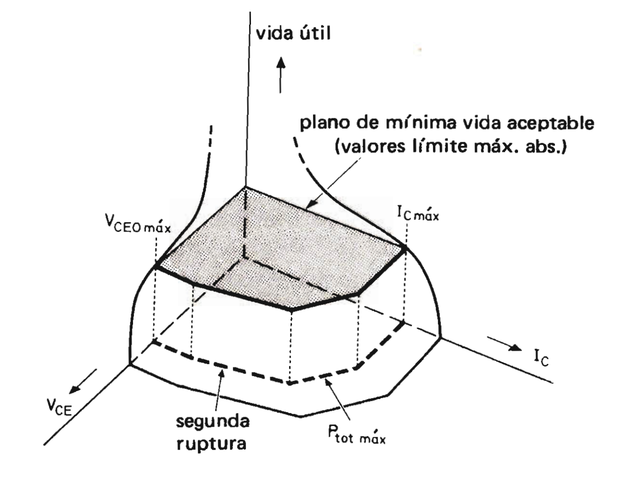



**Figura 2. Los valores reales asignados a los límites SOAR están relacionados con la vida esperada del transistor. Se puede describir el SOAR como plano de mínima vida aceptable.**

### 1.1. Temperatura

Un transistor de potencia completo es mucho más que un chip semiconductor. Los procesos para hacer las conexiones al chip y para proporcionarle una cápsula, introducen cierto número de materiales y tecnologías adicionales. La figura 3 muestra una serie de transistores de potencia preparados para su encapsulado. Antes de alcanzar esta etapa, la placa manipulada ha sido metalizada, dividida en chips y éstos unidos a un soporte. Los terminales de la base y del emisor se unen después a la metalización, y así los transistores quedan preparados para el encapsulado. Cada material y técnica que se introduce en este proceso puede imponer limitaciones en el transistor como componente terminado. La más importante de estas limitaciones es la temperatura.

*Las excesivas temperaturas pueden modificar los materiales*

El efecto de temperatura excesiva en los materiales utilizados en un transistor terminado constituye el mecanismo principal de desgaste. Los diferentes materiales en íntimo contacto pueden formar productos de reacción con propiedades indeseables. Algunos materiales pueden fundirse o disociarse. Si la unión chip-cápsula se altera (por fusión), $R_{th\ j\text{-}mb}$ puede aumentar, conduciendo a mayor temperatura del chip y a la reducción de vida o fallo prematuro debido a la aceleración de uno u otro de los mecanismos de desgaste. Por tanto, aunque el desgaste no es necesariamente función lineal de la temperatura, la temperatura de ciertas partes del componente dentro de la cápsula puede fijar algunos de los valores límite de un transistor. Además, la máxima temperatura de unión puede estar regida por consideraciones de la corriente de fuga, particularmente para los tipos de alta tensión.

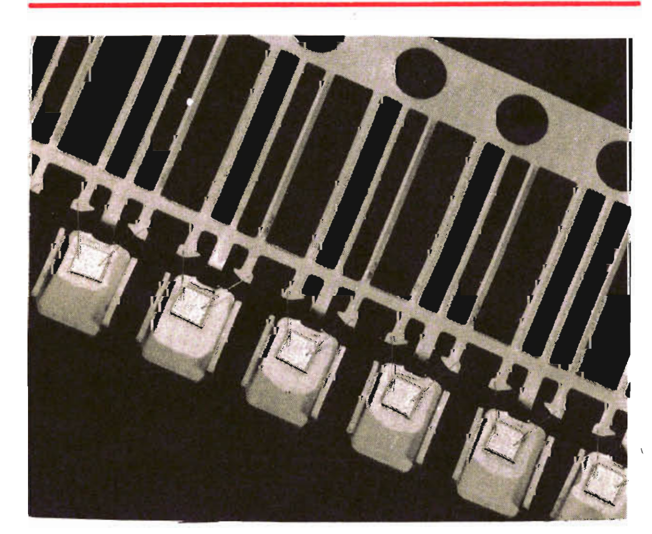


Figura 3. Placa de transistores antes del encapsulado, indicando algunos detalles de la construcción.

*La disipación de potencia provoca aumento de temperatura*

La máxima temperatura en la cual un transistor puede funcionar y, como consecuencia, la máxima potencia que puede permitirse disipar en un medio térmico dado, puede estar fijada por el mismo chip o por una de las consideraciones del material mencionadas antes. Para funcionamiento en c.c.:

$$T_{j\ máx} = P_{tot\ máx} \cdot R_{th\ j-mb} + T_{mb}.$$

No obstante, un breve repaso de las características (por ejemplo en la figura 1) revelará rápidamente que $I_{C\ máx}$ está limitada normalmente por algún otro aspecto de construcción del dispositivo. Este puede ser el producto $I^2t$ permisible en los hilos de conexión interna, como podría ser con los transistores que se muestran en la figura 3. El tamaño del chip y la metalización son también posibles factores de limitación. En la práctica, estos componentes se diseñarán para permitir que $I_{C\ máx}$ sea suficiente para la aplicación del transistor propuesta.

### 1.2. Limitaciones de la tensión de ruptura en avalancha

Si un transistor funciona con algún valor pequeño de $I_C$, tal que $I_C . V_{CE} \ll P_{tot\ máx}$, y con $V_{BE}$ próximo a cero, entonces, si $V_{CE}$ aumenta progresivamente, se observará un repentino aumento de $I_C$ para una determinada tensión (figura 4). Este es un ejemplo de avalancha o primera ruptura. Puede explicarse considerando la influencia de $V_{CB}$ en $h_{FB}$.

Las características de colector de un transistor bipolar NPN están gobernadas, en estado no saturado, por tres parámetros principales: $I_{CBO}$, $h_{FB}$ y $V_{(BR)CBO}$. El valor de $h_{FB}$ está determinado esencialmente por el producto de la eficiencia de emisor, el factor de transporte de la base, y la multiplicación de corriente en el colector. La dependencia de la multiplicación de corriente de colector da lugar a que $h_{FB}$ sea también dependiente de $V_{CB}$. Si un transistor está polarizado en sentido directo, un flujo de portadores de carga pasa de la base a la zona de empobrecimiento base-colector donde son acelerados por el campo eléctrico asociado.

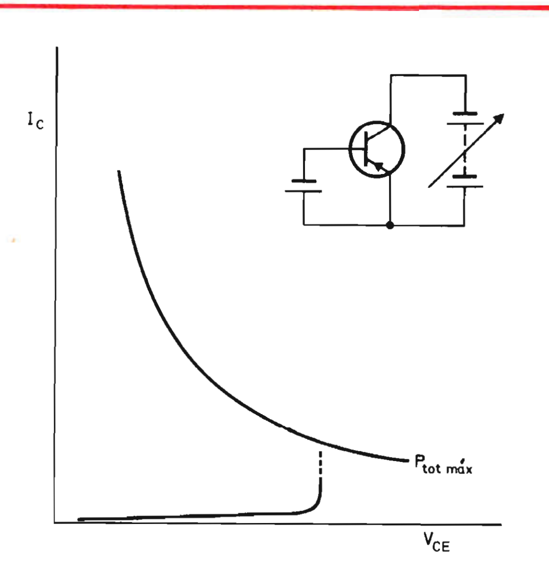



Figura 4. Para valores de $V_{CE}$ próximos a $V_{CEO}$, puede producirse ruptura en avalancha.

Después de la aceleración, los portadores pueden haber adquirido energía suficiente para liberar pares de portadores secundarios. La probabilidad de liberación crece con $V_{CB}$. Si $V_{CB}$ aumenta hasta $V_{(BR)CBO}$, cada portador de carga primario, por término medio, liberará un par portador secundario, el cual a su vez liberará otro par portador. Este efecto es acumulativo y da lugar a una descarga mantenida por sí sola.

Si $V_{BE}$ es igual a cero, $V_{(BR)CB} = V_{(BR)CES}$, la tensión de ruptura colector-emisor con la base cortocircuitada al emisor. El valor de $V_{CE}$ para la ruptura de avalancha depende de $V_B$, como se ve en la figura 5.

La corriente proporcionada y, por tanto, la disipación de potencia, permanece baja, la ruptura en avalancha normalmente no es un fenómeno perjudicial.

## 1.3. Segunda ruptura: alta potencia y alta tensión

Si la corriente de colector de la figura 4 pudiera aumentar sin límite después de la ruptura en avalancha, se observaría una segunda ruptura. Esto se reconoce como una inversión repentina de la característica $I_C/V_{CE}$, figura 6, y normalmente daña al transistor. La segunda ruptura que sigue a la ruptura en avalancha es, un ejemplo del fenómeno, el cual se debe a una elevada densidad de corriente en algún lugar dentro del chip del transistor. Esta elevada densidad de corriente da lugar a una zona de temperatura excesiva que puede provocar una modificación de la distribución de impurezas, o incluso una fusión local a través de la unión.

Los transistores pueden alcanzar la condición de segunda ruptura sin pasar primero por ruptura en avalancha. La figura 7 muestra una familia de curvas $I_C/V_{CE}$ ampliadas para los puntos de iniciación de la segunda ruptura; se indica el lugar de estos puntos. La figura 8 muestra oscilogramas de transistores al empezar la avalancha y la segunda ruptura. Se puede obtener una explicación general de la segunda ruptura del transistor polarizado en sentido directo a partir de las propiedades del semiconductor.

### *Polarización directa*

Se puede ver que, si no hay resistencia de base o de emisor, la resistencia de entrada de un transistor se hará negativa si la diferencia de temperatura entre su unión y la parte inferior del chip (base de montaje), $\Delta T_{j\text{-}mb}$, es

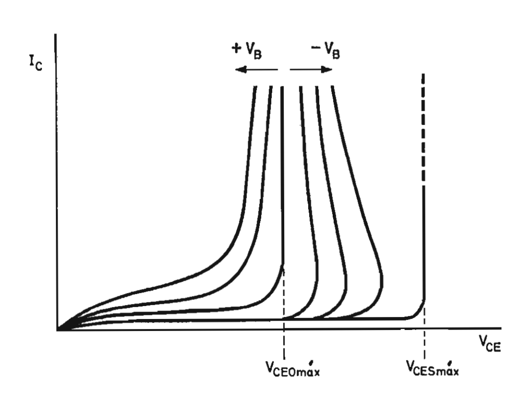



Figura 5. El nivel de $V_{CE}$ para el cual se produce ruptura en avalancha depende del nivel y de la polaridad de la polarización de la base.

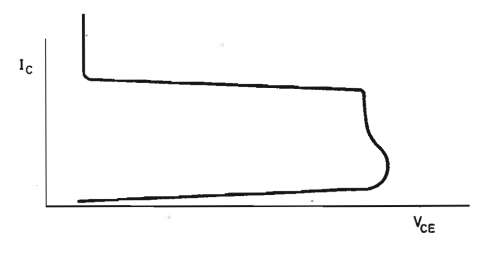



Figura 6. La segunda ruptura se caracteriza por una inversión en la característica $I_C/V_{CE}$.

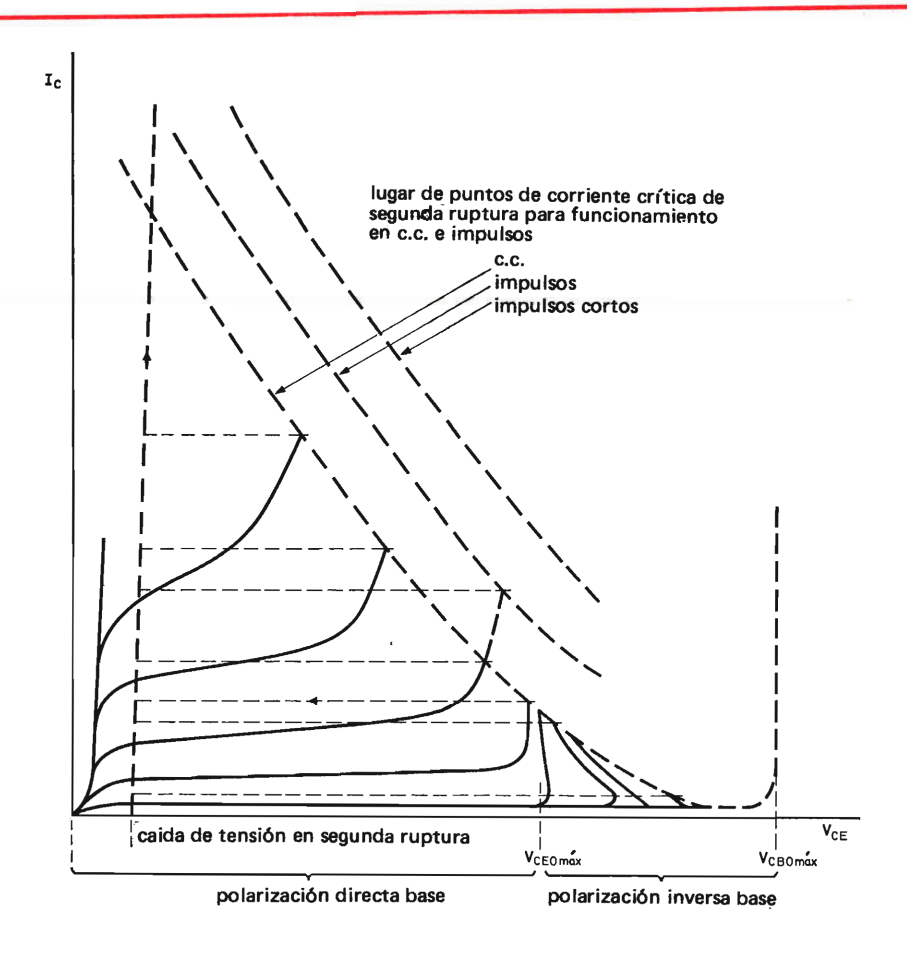



Figura 7. Una familia de características de segunda ruptura, mostrando el lugar del comienzo de la concentración de corriente.

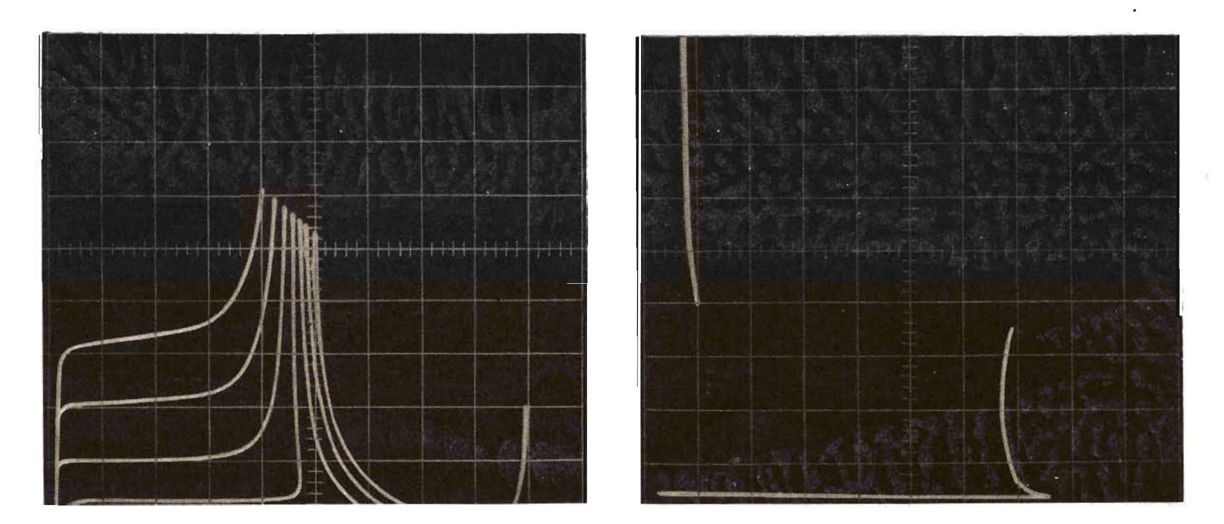


**Figura 8.** (a) Una familia de curvas de ruptura en avalancha; $I_C$ en el eje vertical, $V_{CE}$ en el eje horizontal.

Figura 8. (b) Oscilograma de una segunda ruptura; $I_C$ en el eje vertical, $V_{CE}$ en el eje horizontal.

mayor que 16 K (figura 9). Se considera un modelo de transistor de potencia que consta de un número de transistores elementales conectados en paralelo, ninguno de los cuales tiene resistencia de base o de emisor (figura 10). Se supone, por otra parte, que los elementos están aislados eléctrica y térmicamente, de modo que la temperatura de cualquier elemento es independiente de la de los otros. Si se proporciona al modelo una $V_{CE}$ constante y se excita de modo que $I_C$ aumente progresivamente, el aumento de corriente estará acompañado de un aumento de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ debido a la disipación de potencia. Los transistores individuales que forman el modelo no tendrán idénticas características eléctricas ni idénticos ambientes térmicos, de modo que uno de ellos alcanzará primero el valor crítico de $\Delta T_{j\text{-}mb}$. Su resistencia de entrada se hará negativa, extrayendo toda la corriente de base. Por tanto, la temperatura de este transistor aumentará rápidamente hasta que eventualmente la difusión de las regiones de emisor y de colector penetren más, culminando en un cortocircuito entre emisor y colector, como muestra la figura 11.

En la práctica, hay siempre cierto acoplamiento térmico entre las diferentes partes de un transistor de potencia. Y, los bordes de un chip se enfriarán más que la región central. En condiciones de densidad de corriente uniforme, la temperatura en la parte central del chip aumentará, por tanto, más rápidamente que en los bordes, figura 12, y el valor crítico de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ se alcanzará primero en el centro.

*Polarización inversa*

El mecanismo de segunda ruptura de un transistor conectado en emisor común, polarizado en sentido inverso que se ha descrito, es esencialmente un fenómeno térmico.

No obstante, a medida que $V_{CE}$ se aproxima a $V_{CEO\ máx}$, la segunda ruptura tiende a aproximarse a ruptura en avalancha, el mecanismo de disparo predomina sobre el de avalancha. Si la polarización de la base se invierte, de modo que el transistor puede soportar valores de $V_{CE}$ superiores a $V_{CEO\ máx}$ (hasta $V_{CES\ máx}$), entonces es posible una forma de segunda ruptura que sea enteramente disparada en avalancha. Esto es un riesgo particular en aplicaciones de base de tiempo y de convertidor, donde una condición de polarización inversa forma parte del ciclo de operación, o donde se ha de desconectar totalmente una carga inductiva (a menos que $I_C = 0$).

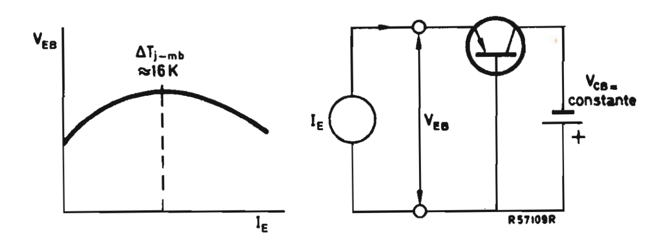



Figura 9. La resistencia de entrada de un transistor se hace negativa cuando $\Delta T_{j\text{-}mb}$ sobrepasa los 16 K(16 °C).

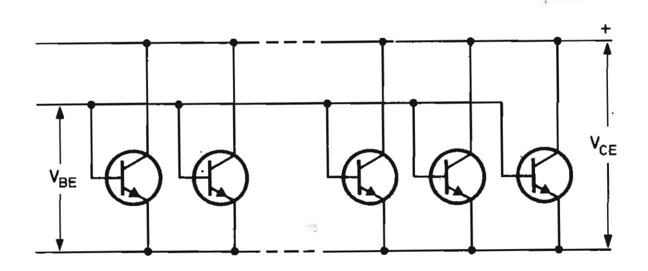



Figura 10. Un transistor de potencia completo se puede considerar compuesto por un gran número de elementos en paralelo.

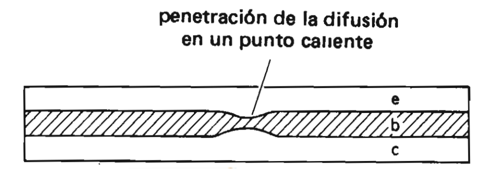



Figura 11. Daño debido a la segunda ruptura.

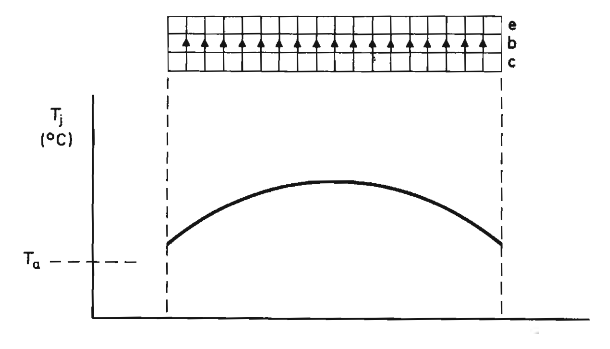



Figura 12. Debido al mejor enfriado, los bordes de un chip de transistor estarán más fríos que el centro cuando la densidad de corriente es uniforme en el área del chip.

*Son permisibles pequeños desplazamientos por encima de $V_{CEO\ máx}$*

Donde el funcionamiento con polarización inversa forma parte del área de aplicación prevista del transistor, las características SOAR publicadas incluirán ciertas ampliaciones del mismo SOAR por encima de $V_{CEO\ máx}$. Esta ampliación permite rápidos desplazamientos con $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$ para tiempos especificados bajo condiciones específicas de polarización de $I_C$ y de resistor emisor-base. La energía (de una carga inductiva) puede ser absorbida en el transistor sólo si las características publicadas lo permiten específicamente, como en el caso del transistor BSW66.

La tabla 2 muestra las combinaciones posibles de $V_{BE}$ y $V_{CE}$ que pueden utilizarse con un transistor de potencia, junto con el mecanismo de disparo de segunda ruptura que se aplica en cada caso. Si se permite que una carga inductiva descargue energía en un transistor cuando $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$, puede producirse segunda ruptura por avalancha.

*Influencia de la resistividad de la región de base*

La figura 13 muestra una sección de un transistor NPN planar con la base polarizada en sentido directo. La región de base debe tener cierta resistividad, así como las regiones de emisor y colector. Así, el flujo de corriente a través de la base da lugar a una progresiva caída de tensión hacia el centro del emisor. Esto da lugar a que el dispositivo esté más polarizado hacia los bordes del emisor, donde como consecuencia la corriente tenderá a ser mayor. Compárese esta situación con la del mismo dispositivo polarizado en sentido inverso, como se muestra en la figura 14. Debido al flujo de corriente de base negativa (inversa), los bordes del emisor están ahora más bloqueados que el centro dado que los portadores han sido expulsados del emisor bajo la influencia del campo eléctrico debido a $V_{CE}$ (excepto si $V_{EB} > V_{BR(EB)}$).

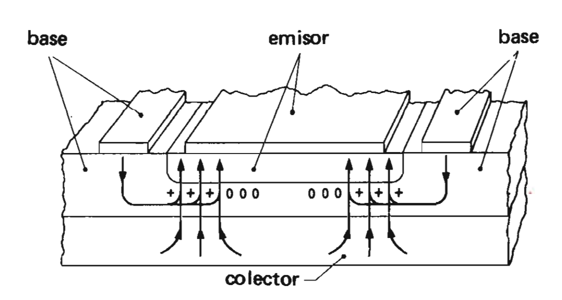



Figura 13. Con resistividad de base finita, el flujo de corriente en un transistor polarizado en sentido directo tiende a situarse a lo largo del borde del emisor.

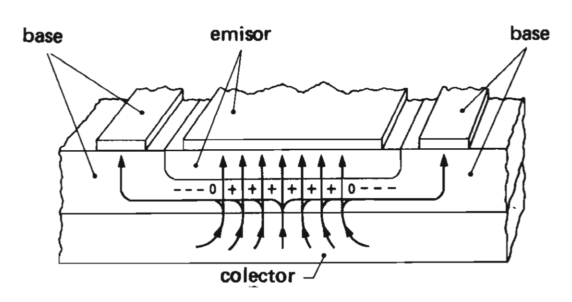



Figura 14. En un transistor polarizado en sentido inverso con resistividad de base finita, la corriente tiende a circular por el centro del emisor.

**Tabla 2. Disparo de segunda ruptura.**

| | térmica<br>$V_{CE} < V_{CEO\ máx}$ | avalancha<br>$V_{CEO\ máx} < V_{CE} < V_{CES\ máx}$ |
|---|---|---|
| $V_{BE} > 0$<br>polarización directa (1) | región normal del SOAR | región de conducción (limitaciones de tiempo y corriente) |
| $V_{BE} < 0$<br>polarización inversa (1) | región de corte (sin limitaciones especiales) | región de corte (limitaciones de tiempo y corriente)<br>*también*<br>región de corte inductivo (transistor no controlado por $V_{BE}$; limitaciones de descarga de energía) |

(1) en realidad un transistor de silicio está polarizado en sentido directo cuando $V_{BE} > 0{,}6$ V

*Funcionamiento con polarización directa e inversa: los dos mecanismos de ruptura*

Se deduce de lo indicado que hay dos tipos distintos de mecanismos que pueden conducir a la segunda ruptura. Cuál de los dos interviene en una particular aplicación depende de si $V_{CE}$ es mayor o menor que $V_{CEO\ máx}$.

Los métodos utilizados para establecer los límites de operación de seguridad en las regiones de conducción y bloqueo se estudiarán en el apartado 2.6. Los procedimientos de diseño de circuitos que operan bajo condiciones de polarización inversa se estudiarán en los apartados 3.3. y 3.4.

*Posponer la segunda ruptura térmica*

Pueden tomarse diversas medidas al aumentar la corriente para la cual se produce la segunda ruptura disparada térmicamente ($V_{CE} < V_{CEO\ máx}$) en los transistores de potencia. La primera se deduce directamente de la situación representada en la figura 12, y consiste en disponer la distribución del emisor en la superficie del chip de modo que la densidad de corriente sea mayor donde sea posible el máximo enfriamiento. Si se consigue esto de modo que la temperatura del chip permanezca uniforme al aumentar la corriente, entonces la segunda ruptura se presentará todavía si $\Delta T_{j\text{-}mb} = 16$ K, y la corriente total será máxima para el dispositivo en cuestión.

Una segunda medida se deduce de la figura 9. Puesto que el factor decisivo de la iniciación de la segunda ruptura es $V_{BE}$, la inclusión de la resistencia de emisor añadirá una segunda tensión, $I_E R_E$, en serie con $V_{BE}$ y la impedancia de entrada se hará negativa a un valor mayor que $\Delta T_{j\text{-}mb}$. Esta nueva temperatura crítica no tiene nada que ver con el valor de la resistencia, sino sólo con la caída de tensión a través de ella. Esta resistencia debe ser parte de cada transistor elemental de los que se supuso estaba formado el transistor de potencia y, por tanto, debe ser parte de la estructura del dispositivo.

El valor de la resistencia a incluir depende del tipo de trabajo para el que se ha diseñado el transistor. Un pequeño valor será suficiente para un dispositivo de elevada corriente, pero si han de pasar corrientes relativamente pequeñas con altos valores de $V_{CE}$, será necesario un valor de resistencia elevado para asegurar un adecuado $\Delta T_{j\text{-}mb\ máx}$.

Evidentemente, el valor de la resistencia incorporada será materia de compromiso: una resistencia demasiado baja proporcionará inadecuada protección para altas tensiones y bajas corrientes, mientras que una resistencia demasiado alta dará lugar a una tensión de saturación más elevada que la deseable.

*Radiador*

Como la segunda ruptura directa es esencialmente un fenómeno disparado térmicamente, el diseño térmico de un transistor es importante para evitarla. Para el fabricante, un problema fundamental es asegurar un contacto térmico bueno y uniforme entre el chip y la masa metálica de la cápsula. Si el contacto no es bueno, el resultado podría ser un elevado pico de temperatura local durante el funcionamiento, una unión débil, y un lugar para cada iniciación de segunda ruptura, figura 15.

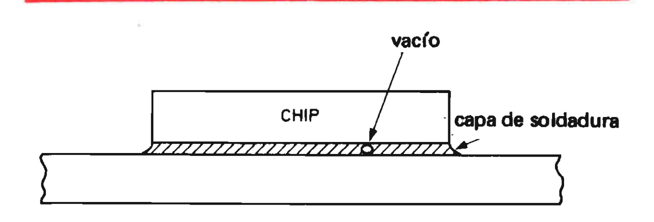



Figura 15. Un vacío en la capa de soldadura dará lugar a un punto débil y sitio predispuesto a fallo.

*Efectos de capacidad térmica*

Puesto que los materiales en un transistor de potencia deben tener una definida capacidad térmica, el nivel crítico de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ no se alcanzará instantáneamente, aún cuando se disipe suficiente potencia en el dispositivo. Esta situación se estudiará más extensamente en los apartados 2.5 y 3.2; el efecto básico se ilustra en la figura 16.

## 2. LIMITES DEL SOAR

### 2.1. Valores límite $V_{CE}$, $I_C$, $P_{tot}$ y $R_{th\ j\text{-}mb}$

La máxima tensión colector-emisor permitida para un tipo particular de transistor es una característica esencial de diseño. Se fija durante el desarrollo –determinada por las dimensiones y por las impurezas de la estructura del dispositivo–. En la fabricación, se comprueba $V_{CEO\ máx}$ en todos los transistores de potencia con un equipo automático programable.

El valor de $I_{C\ máx}$ también se fija por la construcción (apartado 1.1). La calidad de la producción se asegura

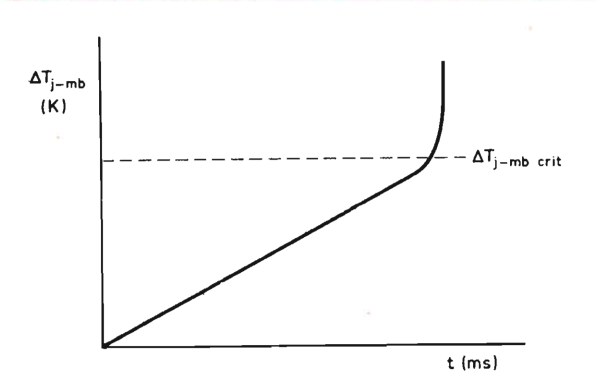



Figura 16. Debido a la capacidad térmica del material que forma el transistor, $\Delta T_{j\text{-}mb}$ tardará siempre algún tiempo en alcanzar el nivel peligroso, aunque se excedan los valores límite del dispositivo.

con pruebas realizadas en muestras tomadas regularmente. Estas pruebas están diseñadas para descubrir cualquier fallo en la capacidad de transporte de corriente. Se prueban los dispositivos en o por encima del valor nominal $I_{C\ máx}$ durante varios miles de horas; los resultados obtenidos se utilizan para fijar la vida esperada.

El valor de $P_{tot\ máx}$ que también depende de la estructura, se controla también por medio de técnicas de control de calidad. Como con $I_{C\ máx}$, se comprueba $P_{tot\ máx}$ manteniendo una serie de muestras en disipación prolongada, haciendo variar la potencia alrededor del valor nominal. El efecto de la disipación de potencia es un aumento de temperatura, el cual produce a su vez, cambios químicos y metalúrgicos. La velocidad con que se producen estos cambios es función de la temperatura (ley de Arrhenius). Así, es posible llevar a cabo procedimientos acelerados de prueba para la estimación de la vida útil. Además de estos procedimientos de prueba acelerados, los dispositivos se prueban en alguna o en todas estas tres condiciones:

- en aquella combinación de corriente y tensión donde el límite de $P_{tot\ máx}$ corta al límite de segunda ruptura,
- en el máximo $V_{CE}$ permitido para $I_{C\ máx}$,
- bloqueado, es decir en $T_{j\ máx}$, cerca del límite de $V_{CES}$.

Un parámetro particularmente importante del dispositivo es $R_{th\ j\text{-}mb}$, que está relacionado con $P_{tot\ máx}$ y con la susceptibilidad a la segunda ruptura. Este parámetro se mide en todos los transistores durante la inspección final de la producción. El método de medida consiste en alimentar el dispositivo que se somete a prueba y medir la temperatura de la unión inmediatamente después de desconectarlo, cuando la temperatura es máxima. El valor de $T_j$ se mide indirectamente, en función de la variación de $V_{BE}$.

## 2.2. Detección de la segunda ruptura

La segunda ruptura se puede definir como la concentración de corriente de embalamiento. Cualquier concentración de corriente local en un transistor estará acompañada de un aumento local de $T_j$. La tensión directa de una unión de silicio disminuye al aumentar la temperatura. Entonces, si $T_j$ se mide por medio de $V_{BE}$, la temperatura medida será la temperatura de pico de la unión. Cualquier concentración de corriente se apreciará en el aumento de $T_j$ más rápidamente que en la disipación de potencia. Por tanto, el comienzo de la segunda ruptura puede definirse, y detectarse, por una subida del valor $R_{th\ j\text{-}mb}$ observado.

Este método para definir el límite de la segunda ruptura se muestra en la figura 17, donde $\Delta T_{j\text{-}mb}$ está representado en función de $I_C$, con $V_{CE}$ como parámetro. El punto en el cual $R_{th\ j\text{-}mb}$ sobrepasa el valor de seguridad previamente determinado es un punto en el límite de segunda ruptura del SOAR.

Las definiciones y métodos anteriores se aplican sólo al SOAR de corriente continua directa. Es decir, a las condiciones de estado estable dentro del dispositivo, medidas después de haber pasado un tiempo suficiente para la estabilización de la temperatura dentro del dispositivo. Bajo condiciones de impulso, en las que la capacidad térmica del dispositivo tiene un efecto significativo en las temperaturas alcanzadas, la situación es más complicada. Si la capacidad térmica de un transistor se considera análoga a la reactancia térmica, entonces las características de transferencia de calor del dispositivo bajo

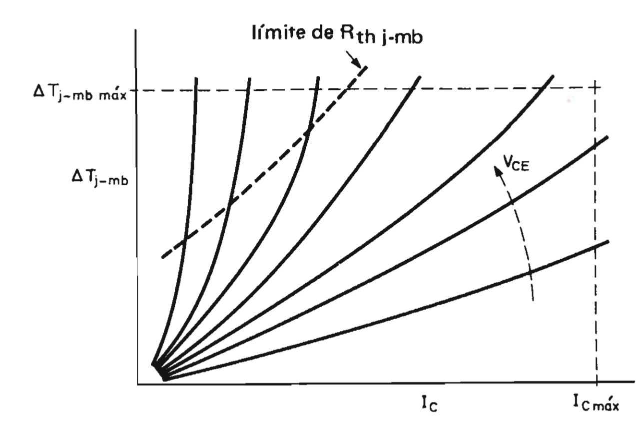



Figura 17. Una familia de curvas $\Delta T_{j\text{-}mb}/I_C$ indicando el límite de $R_{th\ j\text{-}mb}$.

condiciones de impulso pueden considerarse como una impedancia térmica. El valor de esta impedancia será una función del tiempo del impulso y de la frecuencia de repetición, que son los dos factores que definen el factor de trabajo de un tren de impulsos. Puesto que $Z_{th\ j\text{-}mb}$ debe depender de la capacidad térmica y de $R_{th\ j\text{-}mb}$, debe depender también del valor de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ medido. Si se produce concentración de corriente, y los picos $\Delta T_{th\ j\text{-}mb}$ locales, $Z_{th\ j\text{-}mb}$ también aumentará. Esto permite que se establezca un conjunto de criterios para definir el límite de segunda ruptura del SOAR bajo condiciones de impulso, similares a los de c.c. En la figura 18 se da un conjunto de curvas de $\Delta T_{j\text{-}mb}$ respecto a $I_{CM}$, para un valor fijo de $V_{CE}$ y con la duración del impulso como parámetro. Estas curvas deberían medirse idealmente con un factor de trabajo igual a cero, pero esto no es posible debido a que se deben hacer varias medidas para obtener una familia completa de curvas. En la práctica, se utiliza un factor de trabajo de 0,01 para medidas de un simple impulso. Los resultados obtenidos se corrigen para un factor igual a cero tal como se explica en el apartado 2.5.

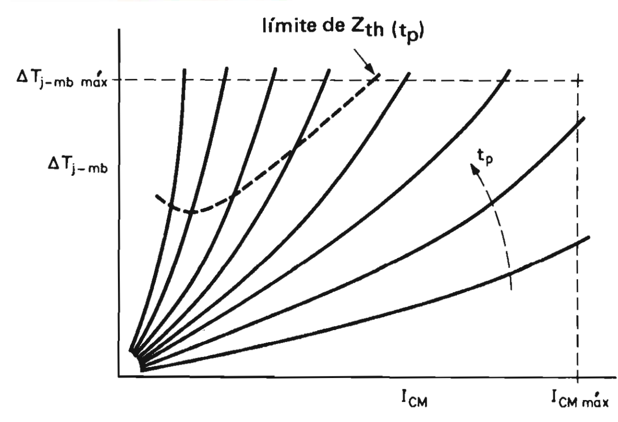



Figura 18. Una familia de curvas $I_C/\Delta T_{j\text{-}mb}$ indicando el límite de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ ($V_{CE}$ constante).

## 2.3. Limitación de la segunda ruptura

Si se pudiera considerar que $R_{th\ j\text{-}mb}$ fuese la misma para cada ejemplo de un tipo particular de transistor, se simplificaría mucho el problema de fijar el límite de segunda ruptura para el tipo. Como cualquier otro parámetro, $R_{th\ j\text{-}mb}$ está sujeto a tolerancias de fabricación, y deben permitirse dispersiones alrededor del valor nominal. En la práctica esto significa que el valor de $R_{th\ j\text{-}mb}$ de seguridad para un tipo particular se determina por un gran número de medidas en muchas muestras y se permite un generoso margen de seguridad entre los límites de segunda ruptura y los puntos de fallo de la mayoría de los dispositivos.

En la figura 19 se da un ejemplo de las dispersiones de $R_{th\ j\text{-}mb}$. Estas curvas se obtuvieron a partir de una muestra de 50 transistores de potencia del tipo BD437 de 36 W. La curva para $V_{CE}$ = 45 V e $I_C$ = 350 mA (en la tensión nominal máxima absoluta) presenta un claro margen del 50% entre el máximo medido y los límites de seguridad de $R_{th\ j\text{-}mb}$ publicados, lo cual permite asegurar la libertad completa de la segunda ruptura. Por tanto, los límites de segunda ruptura no son "típicos" ni "medios" sino seguros, como el área de funcionamiento de seguridad de la cual ellos forman un límite.

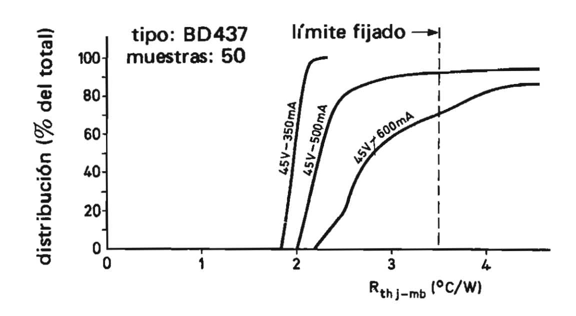



Figura 19. Un ejemplo de las dispersiones de $R_{th\ j\text{-}mb}$ encontrada en la práctica. La curva de 45 V – 350 mA es en realidad el límite de segunda ruptura publicado. El límite fijado es el indicado para el dispositivo.

## 2.4. El SOAR de c.c.

Se han definido y justificado ya los límites del SOAR de la figura 1, y los métodos utilizados para especificar las condiciones límite descritas. Para un transistor de potencia que funciona bajo condiciones de estado estable, cada uno de los cuatro límites debe considerarse como el máximo absoluto, aunque al excederse uno de ellos no se produzca la destrucción inmediata del dispositivo. Al excitar un transistor a segunda ruptura se producirá una repentina destrucción, o por lo menos una avería, mientras que al exceder los valores límites de potencia o de corriente normalmente se producirán variaciones químicas o metalúrgicas que conducirán a la reducción de la vida del dispositivo. Por esto, la curva SOAR define la región de posibles combinaciones de $I_C/V_{CE}$ dentro de la cual el punto de trabajo del transistor puede permanecer bajo las peores condiciones probables.

Antes de que se pueda utilizar una curva SOAR como ayuda para diseñar el circuito, hay que modificarla normalmente de acuerdo con las condiciones de funciona-

miento separadas. La disipación estable, como en un regulador de c.c., debe comprobarse por medio de un SOAR de diseño central obtenido a partir del SOAR de valores límite máximos absolutos publicado. El funcionamiento intermitente o con impulsos debe considerarse con respecto a una curva SOAR de valores adecuadamente reducidos. Finalmente, deben tomarse nuevas precauciones donde se requiere un rápido bloqueo de un transistor de potencia por polarización inversa de la base y donde la energía se almacena en la carga.

## 2.5. Funcionamiento intermitente

### *Impedancia térmica*

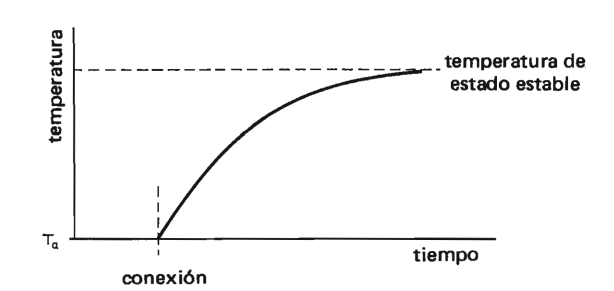
El efecto de la impedancia térmica de un transistor en sus valores límite de segunda ruptura se describió en el apartado 2.3. En efecto, todos los valores límite que están total o parcialmente determinados térmicamente pueden considerarse para funcionamiento intermitente. Estos valores límite, cerca de la segunda ruptura, son $I_{C\,máx}$ que pasa a $I_{C\,máx}$ y $P_{tot\,máx}$ que pasa a $P_{pico\,máx}$. Los aumentos reales de estos valores límite dependerán de la duración del período de funcionamiento (duración del impulso) y de la frecuencia con que sucede el funcionamiento (factor de trabajo).

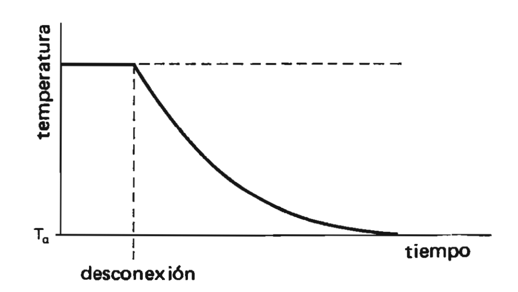
Esto se aprecia fácilmente si un transistor pasa a conducción para cierto nivel de potencia, comenzará inmediatamente a calentarse (figura 20). Si continúa la disipación de potencia, $T_j$ y $\Delta T_{j\text{-}mb}$ se estabilizarán eventualmente cuando se alcance el equilibrio entre la generación de calor y la eliminación de calor. La condición estable estará determinada por las resistencias térmicas asociadas al transistor y a su ambiente térmico. Cierta energía calorífica se almacenará debido a la capacidad térmica del dispositivo. Cuando cese la disipación de potencia, el dispositivo se enfriará; las leyes de calentamiento y de enfriamiento son idénticas (figura 21). Si la disipación de potencia cesa antes de que la temperatura del dispositivo se estabilice, los valores de $T_j$ de pico e $\Delta T_{j\text{-}mb}$ serán menores, para el mismo nivel de potencia, de los de la condición de estado estable (figura 22).

Cada uno de los componentes de un transistor (chip, cápsula, hilos, etc...), mientras se acoplen térmicamente hasta cierto punto, tendrán sus propias impedancias térmicas asociadas y, por tanto, su propia reacción a la disipación intermitente. En la práctica, a pesar de que $V_{CEO\,máx}$ no está limitada por la temperatura, $I_{CM\,máx}$ tendrá un valor nominal de impulso diferente para $P_{tot}$ y para el límite de segunda ruptura, siendo los dos últimos función de la temperatura del chip. El valor de $I_{CM\,máx}$ puede fijarse por el chip, por la metalización o por el producto $I^2t$ permisible para los terminales. Este límite se fija durante el desarrollo del dispositivo, y puede tolerarse, sin reducción, por un tiempo medio de 10 ms.

Puesto que, para impulsos más cortos que 10 ms, $I_{CM\,máx}$ representa el límite de corriente y, dado que $V_{CEO\,máx}$ no se altera para funcionamiento intermitente, el estado límite para funcionamiento de impulsos es el de un impulso único de duración infinitesimal. Para un impulso tal, la curva SOAR es por lo general simplemente un rectángulo limitado por las líneas $I_{CM\,máx}$ y $V_{CEO\,máx}$.

Hasta aquí, se han considerado sólo impulsos simples, pero los límites del SOAR deben ajustarse para impulsos múltiples. Volviendo a la figura 22, considérese el efecto de un segundo impulso aplicado antes de que el disposi-




Figuras 20 y 21. El calentamiento (subida) y el enfriamiento (bajada) siguen la misma ley.

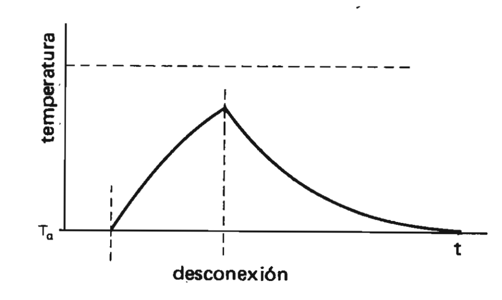



Figura 22. La temperatura de pico debida a un impulso de potencia corto será menor que la temperatura de estado estable debida a la misma potencia.

tivo se haya enfriado completamente. Si el segundo impulso es idéntico al primero, la temperatura de pico alcanzada por el dispositivo al final del segundo impulso será mayor que la del final del primer impulso. Posteriores impulsos aumentarán la temperatura, hasta que se alcance una nueva situación estable (figura 23). La temperatura real del dispositivo en esta condición estable fluctuará por encima y por debajo del valor medio. Si las oscilaciones hacia arriba se extienden dentro de la región de excesivos valores de $T_j$ y $\Delta T_{j\text{-}mb}$, se puede reducir la vida media esperada del dispositivo, o puede experimentar concentración de corriente, que posiblemente conduzca a la segunda ruptura y a la destrucción (figura 24). Esto puede suceder con impulsos de bajo factor de trabajo y elevada potencia aunque la potencia media esté por debajo del valor límite de c.c. del dispositivo.

### *Valores límite del impulso*

Puesto que $Z_{th\ j\text{-}mb}$ es una función de la capacidad térmica y de $R_{th\ j\text{-}mb}$, donde hay ausencia de concentración de corriente sólo es función del tiempo del impulso y del factor de trabajo. Si se presenta concentración de corriente y $R_{th\ j\text{-}mb}$ empieza a aumentar, evidentemente $Z_{th\ j\text{-}mb}$ también aumentará.

El procedimiento para fijar el valor de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ para un determinado tipo de transistor es igual al que determina el de $R_{th\ j\text{-}mb}$. Se hacen un gran número de medidas en muestras durante el desarrollo final, y a partir de ellas se establece una curva de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ en función de la duración del impulso, medida para un factor de trabajo de 0,01. Además, esta curva incorporará un margen de seguridad para tener en cuenta las dispersiones (fig. 19). Aunque todas las medidas se hacen con un factor de trabajo de 0,01, debido a la necesidad de repetición, de hecho se requiere una curva de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ para un factor de trabajo igual a cero como base de cálculo. Esta curva se obtiene desplazando la curva medida de modo que para impulsos largos (que se acerquen a la condición de c.c.) se aproxime al valor $Z_{th\ j\text{-}mb} = R_{th\ j\text{-}mb}$. De esta curva se puede calcular una familia completa de curvas para factores de trabajo intermedios, a partir de:

$$Z_{th\ j\text{-}mb f(\delta,\ t_p)} = \delta \cdot R_{th\ j\text{-}mb} + (1 - \delta)Z_{th(1)} + Z_{th(2)} - Z_{th(3)},$$

donde $Z_{th(1)}$ es la impedancia térmica para $\delta = 0$ y para la duración del impulso $\tau + t_p$, $Z_{th(2)}$ es la impedancia térmica para $\delta = 0$ y para la longitud de impulso $t_p$, y $Z_{th(3)}$ es la impedancia térmica para $\delta = 0$ y para la duración de impulso $\tau$. En la figura 25 se muestra una familia típica de curvas deducidas y calculadas de esta forma.

A partir de éstas se puede calcular una curva de $P_{pico\ máx}$ para cualquier tren regulador de impulsos rectangulares:

$$P_{pico\ máx} = P_{tot\ máx} \times \frac{R_{th\ j\text{-}mb}}{Z_{th\ j\text{-}mb}},$$

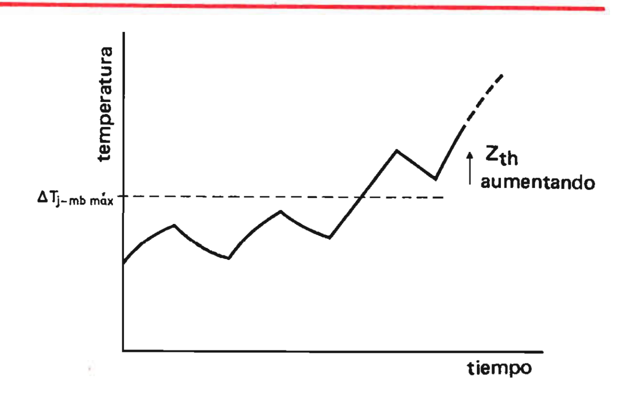
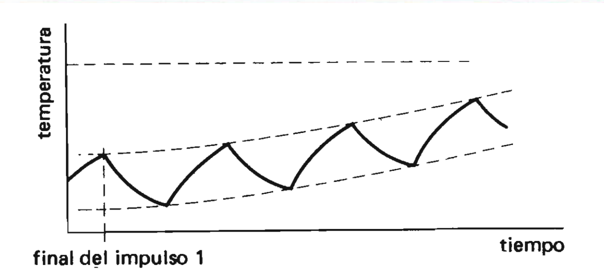



Figura 24. Si el $\Delta T_{j\text{-}mb}$ de pico debido a cualquier impulso provoca el comienzo de concentración de corriente, el efecto será acumulativo.



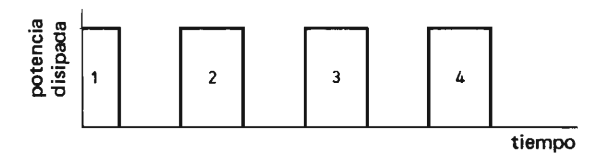




Figura 23. El efecto de un tren de impulsos consiste en aumentar la temperatura media, ya que el dispositivo no tiene tiempo de enfriarse entre los impulsos.

el factor multiplicativo $R_{th}/Z_{th}$ se denomina frecuentemente $M_p$.

Más importante en algunas aplicaciones, el conocimiento del valor de la impedancia térmica permite calcular la propia temperatura de trabajo, bajo condiciones de impulso.

Habiendo fijado los valores de $Z_{th}$ de seguridad, es posible utilizar ahora esta información para definir el límite de segunda ruptura de impulsos. La definición es similar a la utilizada para el funcionamiento de c.c. excepto que ahora el valor de $Z_{th}$ de seguridad establecido se toma como criterio, y el límite de segunda ruptura de impulsos se fija de modo que este valor de $Z_{th}$ no se exceda nunca por el dispositivo. El método se describió en términos generales en el apartado 2.2. A partir de esta información y del máximo valor elegido para $Z_{th\ j\text{-}mb}$, se dibujan en el gráfico SOAR los límites de segunda ruptura aumentada para $\delta = 0{,}01$ y diferentes valores del tiempo de impulso.

Si se requiere un límite de segunda ruptura para un tren de impulsos, la posición del límite debe evaluarse a partir del límite para $\delta = 0{,}01$ para este tiempo de impulso. Puesto que el límite de segunda ruptura no es una línea de potencia constante, éste debe estar definido por dos puntos en un gráfico de escala logarítmica/logarítmica. En el sistema SOAR esto se realiza en un extremo donde el límite de segunda ruptura corta al límite de $P_{tot}$, y en el otro donde corta al límite de $V_{CEO}$. Con este propósito se utilizan dos factores multiplicativos. El primero, $M_{SB(V)}$, se aplica al valor de $I_C$ en la línea límite de $V_{CEO}$. El segundo, $M_{SB(I)}$, se aplica al valor de $V_{CE}$ donde el límite de segunda ruptura ampliado corta al límite de $I_{C\ máx}$ ampliado. Obsérvese que estos factores se aplican al SOAR de c.c. (figura 26).

Los valores de los dos factores multiplicativos se obtienen deduciendo primero una curva para $\delta = 0{,}01$ (a partir de los valores señalados en el gráfico SOAR) y calculando entonces los otros factores de forma similar al cálculo a $Z_{th}$:

$$\frac{1}{M_{SB}} = \frac{(1-\delta)}{M_{SB(1)}} + \frac{1}{M_{SB(2)}} - \frac{1}{M_{SB(3)}},$$

donde $M_{SB}$ es el factor de multiplicación requerido, $M_{SB(1)}$ es el factor $\delta = 0{,}01$ para $\tau + t_p$, $M_{SB(2)}$ es el factor $\delta = 0{,}01$ para $t_p$ y $M_{SB(3)}$ el factor $\delta = 0{,}01$ para $\tau$.

Naturalmente, la validez de los valores obtenidos de este modo se controla continuamente con técnicas de control de calidad durante la producción.

## 2.6. Límites de polarización inversa

En algunas aplicaciones, se aprovecha el valor más alto de $V_{(BR)CE}$ que se presenta cuando la polarización de base es inversa. Se da el área de funcionamiento de seguridad (SOAR), para transistores destinados a aplicaciones con polarización inversa (corte de alta tensión), con pequeñas extensiones por encima de $V_{CEO\ máx}$ que permiten pequeños desplazamientos durante el paso a conducción y el paso a corte.

El uso y las limitaciones de estas extensiones se explican por medio de la figura 27, la cual es un desarrollo de la tabla 2. El lazo representa el ciclo de trabajo de un transistor en un circuito convertidor, tal como el de la figura 28. Al principio del ciclo, $V_{CE}$ es mayor que $V_{CEO\ máx}$, y el transistor está bloqueado con sólo circulación de corriente de fuga. A continuación se aplica una fuerte excitación directa a la base y empieza a circular corriente de colector. El punto de trabajo se desplaza rápi-

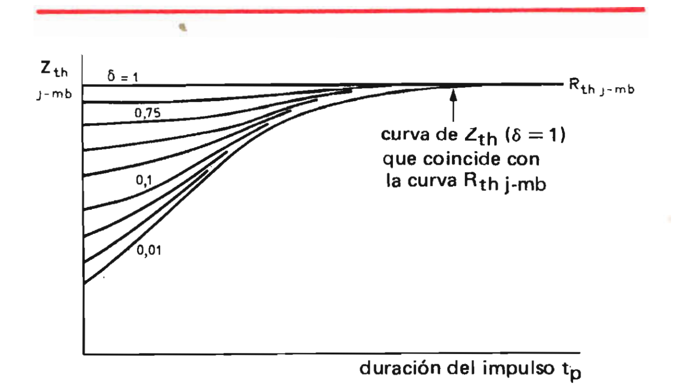



Figura 25. Una típica familia de curvas de $Z_{th\ j\text{-}mb}$ para un transistor de potencia.

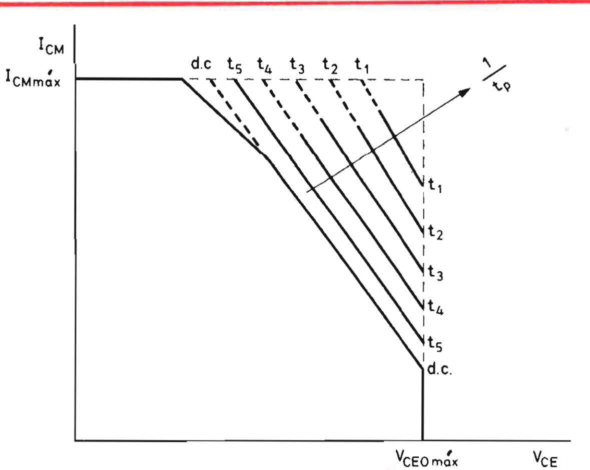



Figura 26. Area de funcionamiento de seguridad (SOAR) con extensiones para impulsos de disparo simple.

damente a la región de conducción, $V_{CE}$ cae rápidamente y pasa a la zona de SOAR normal. Se aplica entonces una excitación negativa a la base para bloquear al dispositivo, e $I_C$ cae mientras $V_{CE}$ aumenta. Ahora, cuando $V_{CE}$ aumenta por encima de $V_{CEO\ máx}$, la base deja de ejercer control efectivo sobre la emisión de portadores de carga, generándose éstos por inyección de avalancha. Para no perjudicar el transistor, la corriente que circula en el momento que $V_{CE}$ se hace mayor que $V_{CEO\ máx}$ debe ser sólo la corriente de fuga inevitable. Esto sólo se puede conseguir si la energía de la carga se deriva del transistor. A partir de la región de polarización inversa incontrolada, el transistor vuelve a su estado de bloqueo original.

Uno de los tipos de transistor para el cual se especifican las regiones de conducción y corte es el BDY93; el área de funcionamiento de seguridad del BDY93 se reproduce en la figura 29. Aquí, la región III es la región de conducción y la región IV es la de corte en la cual sólo puede circular corriente de fuga. El funcionamiento en ambas regiones está limitado por la duración del impulso y por las condiciones base-emisor.

Las limitaciones del funcionamiento en la región III incluyen un valor máximo para $R_{BE}$. Esto es debido a que, durante el paso a conducción, cuando $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$, la ruptura en avalancha que conduce a la

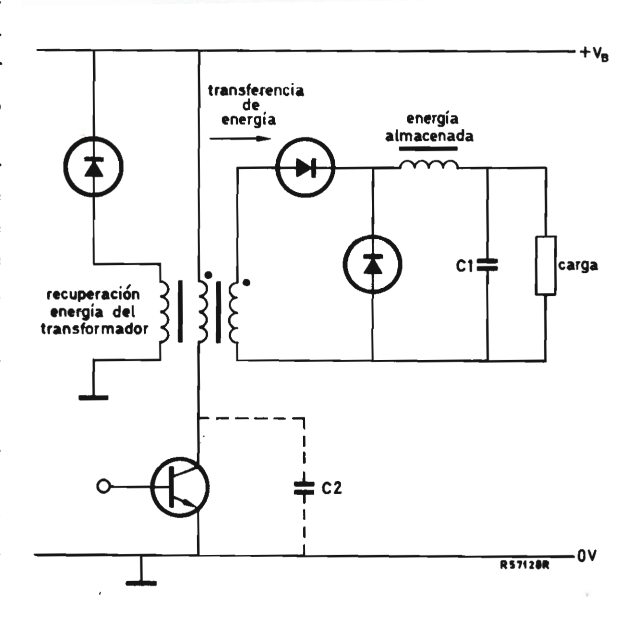



Figura 28. Circuito de potencia de un convertidor (fuente de alimentación conmutada).

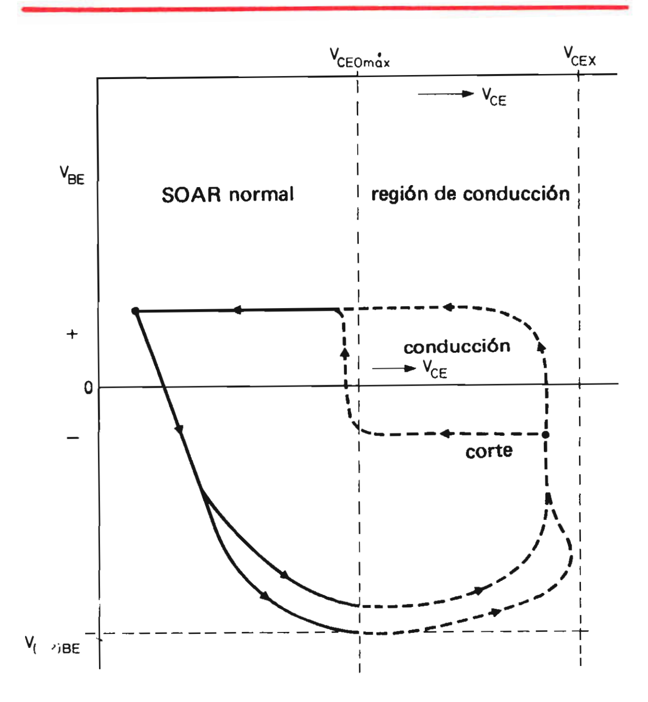



Figura 27. Ciclo de trabajo de un transistor de potencia utilizado en una aplicación tal como un convertidor (fig. 28) que incluye un período cuando $V_{CE} > V_{CEO\ máx}$.

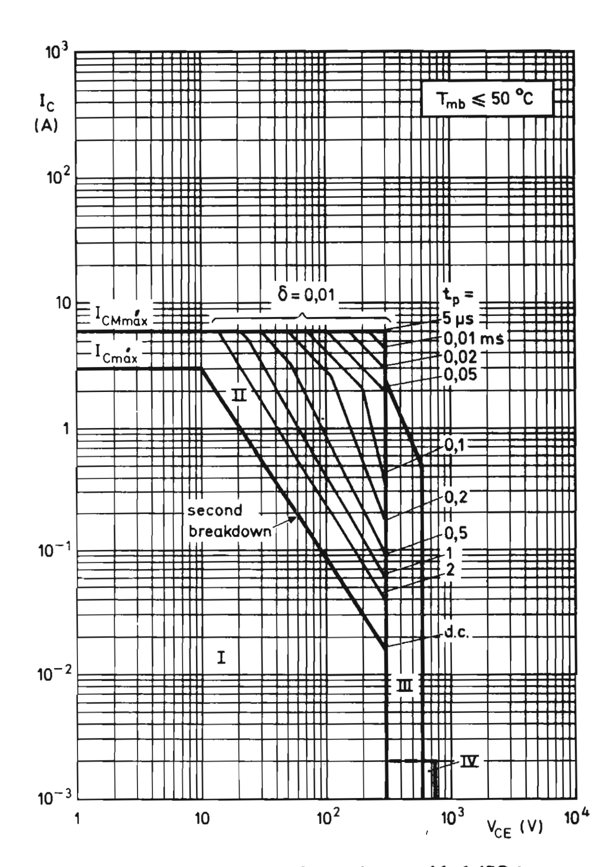



Figura 29. Area de funcionamiento de seguridad (SOAR) para un transistor BDY93. El área III es la región de conducción y el área IV la de bloqueo.

segunda ruptura sólo puede evitarse con una fuerte inyección de portadores en la región de base. El nivel en el cual se producirá la ruptura, $V_{CE\ cond.}$, depende de $I_B$ y de su tiempo de subida. Recientes estudios han demostrado que la forma de esta dependencia es similar a la mostrada en la figura 30, donde se representa $V_{CE\ cond.}$ en función de $I_B$ con $dI_B/dt$ como parámetro.

Las características de conducción del BDY93 se comprueban en la producción sometiendo el transistor a impulsos de $V_{CE} = 600$ V para $I_C = 3$ A y $V_{CE} = 350$ V, más de 0,5 $\mu$s. Es decir, fuera del valor nominal de 500 mA para 600 V. Las características de bloqueo se comprueban también durante la producción mediante impulsos en niveles de corriente y tensión fuera de los valores límite del dispositivo. Se aplican al dispositivo impulsos de 820 V de 2 ms de duración: $I_C$ debe ser menor que un miliamperio. El valor límite para $V_{CES}$ es de 750 V.

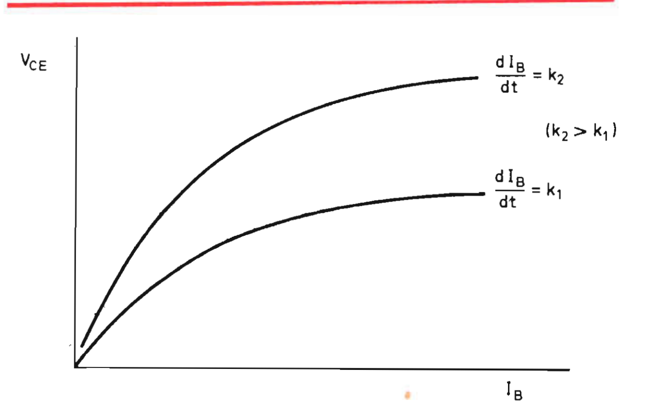



Figura 30. El valor de $V_{CE}$ permisible durante la conducción es función de la corriente de excitación de base y de su velocidad de subida.

1975

## INDICE DEL VOLUMEN 14

**Regulación. Control**



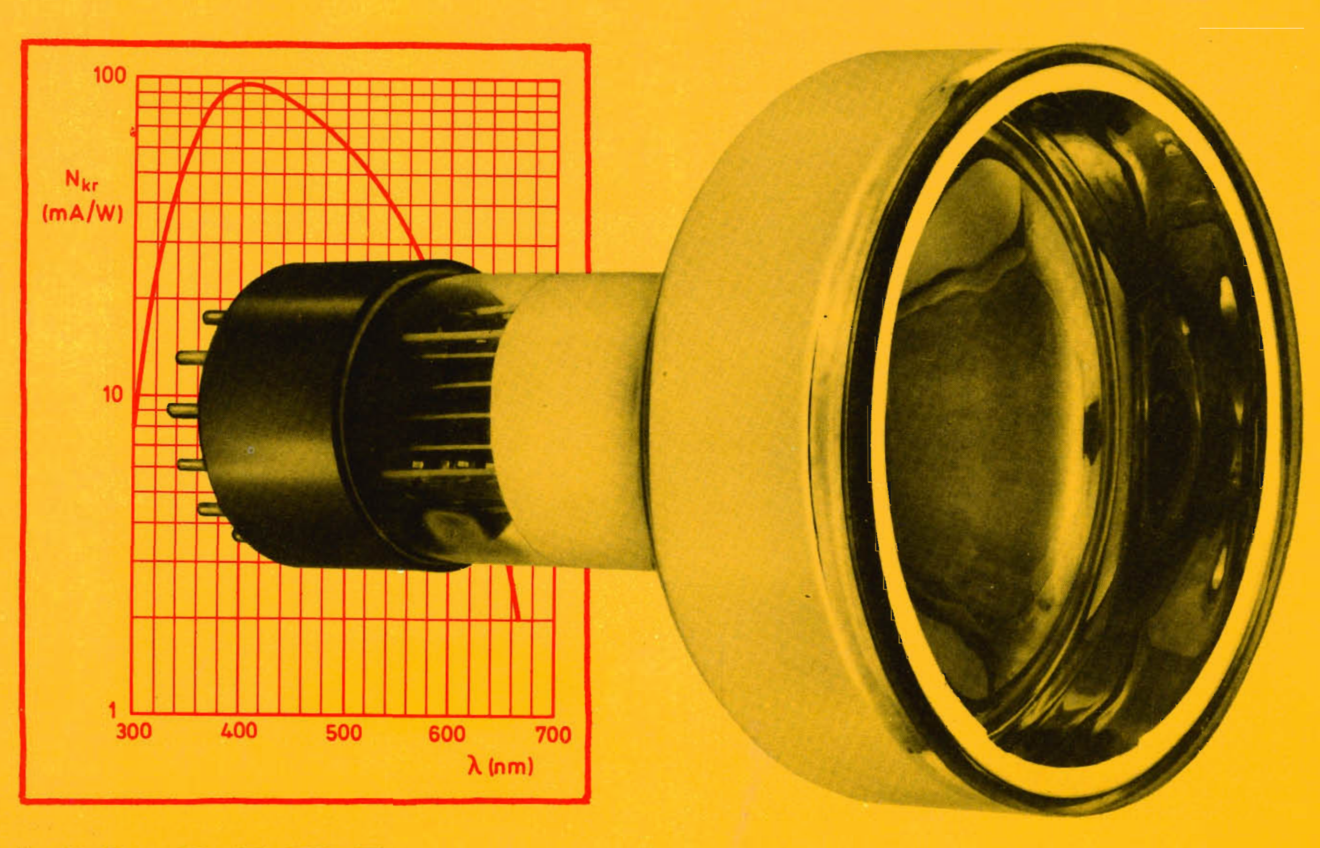
**Varios**

# TIRISTORES

| | | | Media onda | Puente | Puente trifásico | Antiparalelo |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **CIRCUITO** | | | | | | |
| **FORMAS DE ONDA** | | | | | | |
| Tensión transformador, valor eficaz | $V_{tr\ RMS} = V_{O\ AV}$ | X | 2,22 | 1,11 | 0,428 | |
| Tensión de salida, valor medio | $V_{O\ AV} = V_{tr\ RMS}$ | X | 0,45 | 0,90 | 2,34 | |
| Tensión de salida, valor eficaz | $V_{O\ RMS} = V_{O\ AV}$ | X | 1,57 | 1,11 | 1,00 | $V_{O\ M} =$ |
| Tensión de salida, valor de cresta | $V_{O\ M} = V_{O\ RMS}$ | X | 2,00 | 1,41 | 1,05 | $V_{O\ RMS} \times 1{,}41$ |
| | $V_{O\ M} = V_{O\ AV}$ | X | 3,14 | 1,57 | 1,05 | |
| Tensión inversa de trabajo, valor de cresta | $V_{RWM} = V_{O\ AV}$ | X | 3,14 | 1,57 | 1,05 | $V_{RWM} : V_{tr\ M} \leqq 1$ |
| Ondulación | $w = V_{w\ RMS} : V_{O\ AV}$ | = | 121 % | 48 % | 4,2 % | |
| Corriente de tiristor, valor medio | $I_{T\ AV} = I_{O\ AV}$ | X | 1 | 0,5 | 0,33 | |
| Corriente de tiristor, valor eficaz | $I_{T\ RMS} = I_{O\ AV}$ | X | 1,57 | 0,785 | 0,577 | |
| Corriente de tiristor, valor de cresta | $I_{T\ M} = I_{O\ RMS} : I_{O\ AV}$ | X | 3,14 | 1,57 | 1,05 | |
| Factores de forma | $F_O = I_{O\ RMS} : I_{O\ AV}$ | = | 1,57 | 1,11 | 1 | |
| | $F_T = I_{T\ RMS} : I_{T\ AV}$ | = | 1,57 | 1,57 | 1,73 | |
| Corriente de salida, valor eficaz | $I_{O\ RMS} = I_{T\ AV}$ | X | 1,57 | 2,22 | 3 | $I_{O\ RMS} = I_{T\ AV} \times 2{,}22$ |

Todos los datos se refieren a control total.

# NUEVO FOTOMULTIPLICADOR




# XP 2050

Con el número de tipo XP2050 hemos introducido un nuevo fotomultiplicador, de elevada sensibilidad y gran estabilidad, para aplicaciones de física nuclear.
Este fotomultiplicador está especialmente indicado para aquellos casos en los que el número de fotones a detectar es muy pequeño, o donde se requiera una buena respuesta de cada punto del fotocátodo.

El fotomultiplicador XP2050 es un tubo de 10 pasos con una ventana plana y un fotocátodo de tipo D bialcalino semitransparente que tiene una respuesta espectral típica de 95 mA/W para 401 nm. El diámetro útil del fotocátodo es de 111 mm. El dinodo de Cu-Be proporciona a este fotomultiplicador una notable estabilidad y una reducida corriente de oscuridad.

**Principales características**

| | |
|---|---|
| Número de pasos | 10 |
| Característica sensibilidad espectral | tipo D |
| Diámetro útil del fotocátodo | 111 mm |
| Rendimiento cuántico para 401 nm | 29% |
| Sensibilidad espectral cátodo para 401 nm | 95 mA/W |
| Sensibilidad espectral ánodo para 401 nm y 1500 V | 28 kA/W |
| Corriente oscuridad de ánodo para 1500 V | 2 nA |
| Resolución amplitud impulso ($^{137}Cs$) | aprox. 7,5% |
| Desviación de ganancia para 1500 V | aprox. 1% |

